

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 608 054**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03 (2006.01)

H04B 7/15 (2006.01)

H04L 27/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.10.2008 E 08253412 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.09.2016 EP 2053812**

54 Título: **Disposición de filtro adaptativo para la recuperación mejorada de señales deseadas**

30 Prioridad:

22.10.2007 GB 0720658

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

05.04.2017

73 Titular/es:

**BRITISH BROADCASTING CORPORATION
(100.0%)
Broadcasting House
London W1A 1AA, GB**

72 Inventor/es:

**WIEWIORKA, ADAM y
MOSS, PETER**

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 608 054 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

Disposición de filtro adaptativo para la recuperación mejorada de señales deseadas.

5 **Antecedentes de la invención**

La presente invención se refiere a filtros adaptativos, que se pueden utilizar en un repetidor sobre el mismo canal (*on-channel repeater*), un cancelador de eco, un cancelador de ruido o un cancelador de interferencias, u otro sistema de control. Dichos filtros son particularmente útiles en transceptores de retransmisión que están diseñados para recibir señales de RF (radiofrecuencia), amplificarlas, y retransmitirlas en sentido de avance sobre la misma frecuencia. Dichos transceptores son conocidos en el campo de la radiodifusión como repetidores sobre el mismo canal, y en ocasiones se les denomina desviadores activos.

Una de las categorías de los filtros adaptativos se usa para eliminar de una señal objetivo un componente no deseado que está correlacionado con una señal de referencia dada. Normalmente, los estimadores de coeficientes utilizados en los filtros encuentran el nivel de correlación entre la referencia y la señal objetivo, y calculan los coeficientes de filtro (habitualmente varios coeficientes aunque, en principio, puede existir solamente uno), de manera que la parte correlacionada de la señal objetivo se puede reproducir a partir de la referencia. A continuación, esta señal reproducida se resta de la señal objetivo para obtener la salida deseada. En la figura 1 se muestra un ejemplo de una disposición de filtros 120 del tipo mencionado. Una entrada principal 122 recibe una señal principal $x(t)$ que va a ser filtrada; esta señal incluye una correlación no deseada con una señal de referencia $y(t)$ que se recibe en una entrada de referencia 124. La salida de un filtro adaptativo 26 se combina con la señal principal, en concreto se resta de la misma, en un combinador 16, cuya entrada inversora está conectada a la salida del filtro adaptativo y cuya entrada no inversora está conectada a la entrada principal 122. Un estimador de filtros 24 suministra los coeficientes requeridos del filtro al filtro adaptativo 26. El estimador de filtros recibe la señal de referencia desde la entrada 124, y también recibe la salida del combinador 16, que es la señal recuperada $\varepsilon(t)$ entregada a la salida 128 del circuito.

Existen también otros filtros adaptativos que no estiman o aplican un filtro explícitamente, sino que reproducen la salida deseada usando un método indirecto.

No obstante, en ocasiones ocurre que la propia señal de referencia se obtiene a partir de la salida del filtro adaptativo, tal como en el caso de los sistemas de cancelación de eco, o está correlacionada de otra manera con la señal deseada que se va a obtener en la salida. El estimador del filtro intentará también eliminar esta correlación. Aunque esta correlación subyacente no debería eliminarse, el estimador del filtro la tratará como una interferencia cruzada no deseada entre la referencia y la entrada, e intentará eliminarla. Esta invención afronta esta cuestión.

Una de las aplicaciones del método se produce en los repetidores sobre el mismo canal. Un repetidor sobre el mismo canal recibe una señal débil a través de una antena receptora y vuelve a radiar una versión amplificada de esta señal sobre la misma frecuencia utilizando otra antena. Debido a la proximidad física entre las antenas, así como a las reflexiones procedentes del terreno y de objetos cercanos, puede producirse un nivel significativo de retroalimentación no deseada desde la salida del repetidor hacia su entrada. Si no se elimina, esta retroalimentación provoca inestabilidad y oscilaciones de relajación que convierten a la señal en inutilizable. La cancelación de la retroalimentación parásita puede ser llevada a cabo por un filtro adaptativo digital de respuesta impulsional finita (FIR) que modela el trayecto entre las antenas. Los coeficientes de ese filtro se pueden estimar utilizando el algoritmo de Mínimos Cuadrados (MLS) aplicado según se describe en la patente europea EP 0 772 310 B ("nuestra patente anterior"), que describe un método y un aparato de los cuales se ha observado que son sorprendentemente eficaces en la eliminación de la retroalimentación. En este método, existe un trayecto de amplificación entre las antenas de entrada y de salida, que proporciona un procesado sustancialmente lineal e incluye un retardo suficiente para descorrelacionar la salida y la entrada. El trayecto de amplificación proporciona un procesado sustancialmente lineal sin desmodulación ni descodificación, y un estimador de filtros sensible a la señal en el trayecto de amplificación correlaciona la señal del trayecto de amplificación, antes del retardo, con una señal de tipo ruido tomada después del retardo, para producir una pluralidad de coeficientes de correlación. El estimador de filtros puede usar el método de mínimos cuadrados. Un filtro adaptativo en forma de filtro transversal recibe la señal en el trayecto de amplificación y el mismo es controlado por los coeficientes de control para proporcionar una señal modificada, y un combinador combina la señal modificada con la señal en el trayecto de amplificación para reducir el efecto de la retroalimentación. De esta manera, se elimina sustancialmente la retroalimentación no deseada desde la salida del desviador activo a la entrada. La compensación hace uso adecuadamente de la propiedad inherente de tipo ruido de la señal, que según se describe es una señal de OFDM; no obstante, si fuera necesario se puede añadir una señal de ruido aparte.

En la figura 2 se muestra un ejemplo de un transceptor del tipo que se describe en nuestra patente anterior. El transceptor 10 tiene una antena receptora 12 que está acoplada a un trayecto de amplificación 14 que incluye un sumador 16, un retardo de descorrelación 18, y un amplificador 20. La salida del amplificador se aplica a una antena transmisora 22. La salida del retardo 18 se aplica también como señal de referencia $y(t)$ a un estimador de filtros 24, que recibe también la salida del sumador 16, y un filtro adaptativo 26, que aplica una salida a la entrada sustractiva o

inversora del sumador 16. La construcción y el funcionamiento del conjunto de esta circuitería de corrección 28 se describe de forma detallada en nuestra patente anterior. Parte de la salida de la antena del transmisor será captada por la antena receptora según se indica mediante la línea de trazos 30, en forma de retroalimentación no deseada. El corrector 28 elimina el efecto de esta retroalimentación.

5 En el sistema conocido de nuestra patente anterior al que se ha hecho referencia anteriormente, la entrada del filtro adaptativo se conecta internamente a la salida del dispositivo repetidor según se ha descrito antes y tal como se muestra en la figura 2. Mientras que en ese patente el filtro procesa la señal retransmitida obtenida internamente en el repetidor, e intenta modelar la retroalimentación parásita externa, en una mejora que se describe en nuestra solicitud de patente europea EP 1 724 946, se usa la retroalimentación externa de la toma de la antena transmisora, que incluye cualquier distorsión, productos de intermodulación e interferencia de canales adyacentes. Esa mejora se ilustra en la figura 3, en la cual se utilizan las mismas referencias que en la figura 2. Se observa que, en este caso, la señal de referencia $y(t)$, que es la entrada al filtro adaptativo 26 y la entrada de referencia al estimador de filtros 24, se toma, no desde dentro del procesador 38, sino más bien desde la antena 22 del transmisor, tal como se indica en 15 40. Es decir, la señal de referencia se toma después del amplificador de potencia del transmisor.

Además, tal como se muestra, señales interferentes sobre el canal adyacente, indicadas con la referencia 42, están dispuestas para su transmisión sobre la misma antena transmisora que la antena transmisora 22 usada por el repetidor, gracias a un combinador 44. De hecho, el combinador puede ser un acoplador, o puede haber ausencia del mismo en su totalidad si no hay presencia de ningún transmisor de canal adyacente. No obstante, el sistema sigue mitigando los efectos de la intermodulación del amplificador de potencia sobre el proceso de cancelación de retroalimentación.

Tal como se ha indicado anteriormente, los coeficientes de filtro adaptativo de respuesta impulsional se pueden estimar usando el algoritmo de Mínimos Cuadrados (LMS), donde el algoritmo de LMS encuentra las correlaciones entre la señal recuperada por el circuito de cancelación y una versión retardada de la misma que constituye la señal retransmitida. Si la señal recuperada contiene componentes que son el resultado del acoplamiento parásito entre las antenas, se correlacionarán con la señal retransmitida y ajustarán los coeficientes de filtro para minimizar esa correlación, dejando así solamente la señal recibida deseada.

No obstante, hemos apreciado que el algoritmo de LMS, así como cualquier otro algoritmo que minimice la potencia de la señal recuperada, intente eliminar toda la correlación entre las dos señales antes mencionadas incluyendo la autocorrelación residual. Esta autocorrelación existe incluso si la señal recibida incluso si la débil señal recibida original tiene un espectro plano, tal como la señal de OFDM, ya que se debe muestrear a una velocidad ligeramente mayor que dos veces el ancho de banda de la señal deseada. Entre el borde del ancho de banda de la señal y la frecuencia de Nyquist debe quedar un cierto intervalo de frecuencias sin ocupar, para conseguir que cualquier filtro subsiguiente de sobremuestreo y/o reconstrucción sea viable. Esto se ilustra en la figura 4, donde la banda de frecuencias ocupada se extiende hasta aproximadamente el 93% de la mitad de la frecuencia de muestreo, dejando el 7% sin ocupar (no mostrándose de forma precisa a escala por motivos de claridad).

Así, el espectro no puede ser plano en la banda de Nyquist completa y se producirá cierta autocorrelación. El hecho de que el algoritmo de estimación del filtro elimine esta autocorrelación tiene un efecto perjudicial insignificante dentro del ancho de banda útil de la señal, aunque da como resultado componentes de frecuencia espurias que aparecen muy próximas a la señal fuera de la banda útil.

La figura 4 muestra el espectro de la señal original (principal), y la señal repetida (recuperada) con las componentes espurias no deseadas.

En un entorno en el que el trayecto entre las antenas no cambia muy rápido estas componentes son en gran medida inofensivas y no afectan a la recepción de una señal del tipo mencionado, mientras que se puede dar cumplimiento a la máscara del espectro de transmisión por medio de filtros de canales digitales y analógicos subsiguientes. Por otro lado, hemos apreciado que los mismos pueden provocar problemas si el acoplamiento entre antenas está sometido a cambios rápidos, en combinación con errores de "seguimiento" debido a la incapacidad del circuito de estimación de LMS de reaccionar de manera suficientemente rápida a estos cambios. En algunas circunstancias, hemos observado que estas componentes espurias fuera de la banda pueden crecer tanto que provocan desbordamientos numéricos en la circuitería digital, así como distorsiones no lineales en los circuitos analógicos, tales como mezcladores o amplificadores.

La solicitud de patente europea EP 1 555 769 describe un sistema para aplanar el espectro de una señal de COFDM (Multiplexado por División Ortogonal de Frecuencia Codificada), y el documento EP 1 744 455 extiende esto a un conformado más generalizado de la señal que ajusta el espectro de la señal de manera que se adapte a un espectro de referencia arbitrario.

Sumario de la invención

65 La invención, en sus varios aspectos, se define en las reivindicaciones adjuntas a las cuales debe hacerse

referencia a continuación. En las reivindicaciones dependientes se exponen características ventajosas.

5 Posteriormente, en referencia a los dibujos, se describen a título de ejemplo y de manera más detallada formas de realización preferidas de la invención. Las formas de realización descritas afrontan el problema de las componentes espurias debido a la autocorrelación de la señal de entrada por medio de una modificación de la entrada del filtro adaptativo, con el fin de eliminar de la misma la parte que es linealmente dependiente en la señal retransmitida. El método debe beneficiar no solamente el funcionamiento del algoritmo de LMS, sino cualquier arquitectura que utilice un bucle de cancelación con un filtro adaptativo.

10 Se describe un filtro adaptativo digital para compensar una señal no deseada que se ha combinado con una señal deseada en una señal de entrada, con el fin de producir una señal recuperada. El filtro tiene medios de control sensibles a una señal de referencia que contiene la señal no deseada y a la señal recuperada para aplicar una correlación cruzada a las señales, con vistas a controlar el filtro. Los medios de control controlan el filtro para evitar efectos negativos de autocorrelación de la señal de entrada debido a que el ancho de banda activo de la señal de entrada es menor que el ancho de banda de Nyquist. En la forma de realización descrita, los medios de control controlan el filtro para eliminar, o al menos reducir, la parte de la señal de referencia que es dependiente de manera sustancial linealmente de la señal deseada. Los medios de control según se describe incluyen medios para multiplicar la función de respuesta impulsional correspondiente a la señal de referencia, por una matriz que contiene versiones desplazadas de la función de autocorrelación de la señal recuperada con el fin de proporcionar una señal de producto.

La multiplicación para producir la señal de producto puede durar más que un periodo de muestreo de la señal y usar la función de respuesta impulsional de una muestra previa.

25 Preferentemente, el filtro incluye medios para multiplicar la señal de producto por la señal recuperada y un factor de ganancia. La correlación cruzada entre la señal de referencia y la señal recuperada se puede ajustar de tal manera que la correlación cruzada debida a la autocorrelación de la señal recuperada se elimine sustancialmente y no contribuya a las estimaciones de los coeficientes de filtro. De forma deseable, el conjugado de la señal de producto se multiplica por el producto de la muestra actual o una muestra previa reciente de la señal. La señal de referencia puede ser sustancialmente igual a la señal recuperada, con lo cual solamente la función de autocorrelación se multiplica por el producto de la muestra actual o previa reciente de la señal recuperada y la conjugación compleja de ella misma.

30 La señal de referencia puede estar sometida a un algoritmo de mínimos cuadrados. Además, la función de respuesta impulsional puede ser generada por un algoritmo de mínimos cuadrados que compare la señal de referencia con la señal recuperada.

Breve descripción de los dibujos

40 La invención se describirá de forma más detallada a título de ejemplo haciendo referencia a los dibujos, en los cuales:

la figura 1 es un diagrama de bloques de una disposición generalizada de filtro adaptativo con la cual puede usarse la presente invención;

45 la figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra un primer repetidor sobre el mismo canal, conocido, según se describe en la patente europea EP 0 772 310 B;

50 la figura 3 es un diagrama de bloques que ilustra un segundo repetidor sobre el mismo canal, conocido, descrito en la solicitud de patente europea EP 1 724 946 la cual es una mejora sobre el repetidor de la figura 1;

la figura 4 es un diagrama espectral que muestra las componentes espurias no deseadas;

55 la figura 5 es un diagrama de bloques de una disposición generalizada de filtro adaptativo, modificada de acuerdo con la presente invención;

la figura 6 es un diagrama de bloques del repetidor sobre el mismo canal, de la figura 3, con ciertos elementos ampliados;

60 la figura 7 es un diagrama de bloques que muestra un repetidor sobre el mismo canal, que materializa la presente invención;

la figura 8 es un diagrama de bloques de parte del procesador digital en una primera variante de la forma de realización de la figura 7;

65 la figura 9 es un diagrama de bloques de parte del procesador digital en una segunda variante de la forma de

realización de la figura 7; y

la figura 10 muestra un circuito para la modificación de la señal de referencia de acuerdo con esta invención, aplicado a un sistema de eliminación de interferencia cruzada IQ del tipo descrito en la solicitud de patente europea EP 1 801 963.

Descripción detallada de las formas de realización preferidas

A continuación se describirá la base teórica para la modificación de la señal de referencia usada en el estimador de LMS de un repetidor sobre el mismo canal, que materializa la invención.

Método generalizado de modificación de la señal de referencia

El método se puede aplicar a cualquier repetidor sobre el mismo canal, cancelador de eco, de ruido o de interferencias, o sistema de control que use un filtro adaptativo de respuesta impulsional finita (FIR) h para extraer una señal $\epsilon(t)$, lo más similar posible a la señal deseada original $s(t)$, a partir de la señal de entrada alterada $x(t)$ y la señal de referencia $y(t)$, que se obtiene ella misma a partir de $\epsilon(t)$ de una manera lineal o contiene una señal obtenida linealmente a partir de $s(t)$, tal como se muestra en la figura 5. El estimador del filtro también debe utilizar un vector $y(t)$ compuesto por muestras retardadas $y(t), y(t-1), y(t-2), \dots y(t-N+1)$.

La figura 5 se basa en la figura 1, y los componentes iguales tienen los mismos números de referencia. El circuito de cancelación modificado 140 incluye también componentes adicionales. La figura aporta además una obtención ilustrativa de las señales principal y de referencia.

La señal de referencia se obtiene a partir de una señal A recibida en una entrada 142 y representada como $d(t)$. La señal principal se obtiene a partir de una señal B recibida en una entrada 144 y representada como $s(t)$. Un sistema lineal 146 recibe $s(t)$ y la somete a una función f . El resultado se suma a la señal de referencia en un sumador 148 para proporcionar $y(t)$ la cual contiene la correlación deseada. Otro sistema lineal 150 recibe $y(t)$ y la somete a una función a . El resultado se vuelve a sumar a la señal principal en un sumador 152 para proporcionar $x(t)$ la cual contiene una correlación no deseada. Aquellos versados en la materia apreciarán que esta es una simple ilustración más que una representación real de los circuitos implicados. Las señales $x(t)$ y $y(t)$ constituyen respectivamente las señales principal y de referencia.

De acuerdo con esta invención, el circuito de cancelación 140 se modifica para modificar la señal de referencia antes de que la misma se use con el fin de generar los coeficientes de filtro. Tal como con la figura 1, la entrada principal 122 recibe la señal principal $x(t)$ para ser filtrada; esta señal incluye la correlación no deseada. La señal de referencia $y(t)$ se recibe en la entrada de referencia 124. La salida del filtro adaptativo 26 se resta de la señal principal en el combinador 16, cuya entrada inversora está conectada a la salida del filtro adaptativo y cuya entrada no inversora está conectada a la entrada principal 122. El estimador 24 del filtro suministra unos coeficientes requeridos del filtro al filtro adaptativo 26. El estimador del filtro recibe la señal de referencia desde la entrada 124 a través, en este caso, de un registro de almacenamiento intermedio FIFO (primero en entrar, primero en salir) 126 usado para crear el vector $y(t)$ a partir de las muestras escalares $y(t), y(t-1), y(t-2)$ (implícitamente presentes en el interior del estimador 24 del filtro en la figura 1), y también recibe la salida del combinador 16, que es la salida o señal recuperada $\epsilon(t)$ entregada a la salida 128 del circuito.

No obstante, entre el registro de almacenamiento intermedio 126 y el estimador 24 del filtro existe otro combinador 154 operativo como restador para restar de la entrada de referencia una señal. En este momento, el registro de almacenamiento intermedio proporciona una salida vectorial $y(t)$; la línea doble en la figura 5 indica una conexión de señales vectoriales. Así, el combinador 154 proporciona una salida vectorial $\tilde{y}(t)$ al estimador 24 del filtro.

La señal aplicada a la entrada inversora del combinador vectorial 154 es proporcionada por un circuito 156 el cual recibe, él mismo, la señal recuperada $\epsilon(t)$ y calcula una función $\epsilon(t)R_{ss}^*g(t)$, donde $g(t)$, o g , es estimada por un circuito 158, y R_{ss} es una matriz según se describe posteriormente. El asterisco se usa según la manera convencional para indicar una conjugación compleja. El circuito 158 recibe la señal de referencia $y(t)$ de la entrada 124, y la señal recuperada $\epsilon(t)$ de la salida 158. A continuación se describirá el funcionamiento de estos componentes añadidos 156, 158 en referencia a su operación matemática.

El acoplamiento parásito altera la señal $s(t)$ de la manera siguiente:

$$x(t) = s(t) + y(t)^T a(t) + b(t) \tag{1}$$

donde $a(t)$ define la retroalimentación parásita a eliminar, y $b(t)$ es cierta señal arbitraria no correlacionada con $s(t)$, por ejemplo, ruido, que, en estos cálculos, se puede ignorar. El cancelador 140 elimina la señal parásita acoplada utilizando el filtro adaptativo h el cual es una estimación de a , la función proporcionada por el sistema lineal 150:

$$\varepsilon(t) = x(t) - y(t)^T h(t) \quad (2)$$

Si se considera que h se estima por medio de un algoritmo que, de manera explícita o implícita, utiliza la correlación cruzada entre $\varepsilon(t)$ y $y(t)$, por ejemplo, un algoritmo que minimiza la energía de $\varepsilon(t)$ y utiliza el vector $y(t)$ en el proceso de estimación, la solución se puede mejorar modificando $y(t)$. Si la señal de referencia contiene un término de $s(t)$ transformado linealmente, entonces la entrada original $d(t)$ ya no está disponible por sí sola sino que, por el contrario:

$$y(t) = d(t) + s(t)^T f(t) \quad (3)$$

Esto plantea problemas para el estimador del filtro ya que la correlación cruzada entre $\varepsilon(t)$, (y por lo tanto $s(t)$), e $y(t)$ depende también de la autocorrelación de $s(t)$. Suponiendo que $f(t)$ es constante:

$$\begin{aligned} r_{sy} &= \frac{E[s(t)y(t)^*]}{\sqrt{E[s(t)s(t)^*]}\sqrt{E[y(t)y(t)^*]}} = \frac{E[s(t)S(t)^H f^*]}{\sqrt{E[s(t)s(t)^*]}\sqrt{E[y(t)y(t)^*]}} \\ &= \frac{E[s(t)S(t)^H] f^*}{\sqrt{E[s(t)s(t)^*]}\sqrt{E[y(t)y(t)^*]}} = R_{ss} f^* \frac{\sqrt{E[s(t)s(t)^*]}}{\sqrt{E[y(t)y(t)^*]}} \end{aligned} \quad (4)$$

donde $S(t)$ es una matriz de Hankel con elementos $s_{kn} = s(t-n-k)$, de manera que R_{ss} tiene las siguientes entradas:

$$r_{nk} = \frac{E[s(t)s(t-k-n)^*]}{E[s(t)s(t)^*]} \quad (5)$$

La estimación de h se puede mejorar modificando $y(t)$ para eliminar esta autocorrelación con el fin de proporcionar $\tilde{y}(t)$:

$$\tilde{y}(t) = y(t) - G\varepsilon(t)r_{sy}^* \quad (6)$$

donde G es un factor de escala:

$$G = \sqrt{\frac{E[y(t)y(t)^*]}{E[\varepsilon(t)\varepsilon(t)^*]}} \quad (7)$$

Si la función f no es conocida, pero se supone que es pequeña dentro del intervalo de tiempo donde a y h son grandes, puede calcularse una estimación g de f utilizando el LMS o algún otro algoritmo. A continuación, puede calcularse r_{sy} utilizando g y R_{ss} .

$$\tilde{y}(t) = y(t) - \varepsilon(t)R_{ss}^*g(t) \quad (8)$$

donde g es la estimación de f para una ventana de tiempo en torno a cero, no cubierta por h . Este valor modificado $\tilde{y}(t)$ es usado entonces, en lugar de $y(t)$, por el algoritmo de estimación del filtro para obtener h . De hecho, no es necesario ni siquiera calcular o usar explícitamente h , en la medida en la que pueden utilizarse métodos tales como el algoritmo QR con retícula (*lattice*) (véase, por ejemplo, *Adaptive Filter Theory*, de Haykin, S., *Prentice-Hall*, USA, ISBN 0130901261).

Se observa que el procesador 38 de la figura 7 comprende un filtro adaptativo 26 para eliminar la autocorrelación o correlación cruzada de una señal o señales objetivo. El filtro está provisto del generador de coeficientes o estimador 24 del filtro para generar uno o una pluralidad de coeficientes de filtro. Los coeficientes son modificados por circuitos de compensación 70, 72, por ejemplo para evitar la eliminación de una autocorrelación o correlación cruzada deseable que existe en la señal o señales objetivo. La modificación se efectúa modificando la señal de referencia, de manera que se generan coeficientes modificados. Alternativamente, en lugar de modificar la señal de referencia según se aplica al estimador, podían modificarse los coeficientes a los que da salida el estimador 24. Se observará posteriormente que este planteamiento se adopta en relación con el ejemplo de la figura 10.

Modificación de la señal de referencia usada en el estimador de LMS en un repetidor sobre el mismo canal.

El método propuesto se describe en el contexto de una disposición según se muestra en la figura 3, aunque también

es aplicable a la disposición de la figura 2, tal como se indica posteriormente.

En la figura 7 se muestra la arquitectura general de un repetidor sobre el mismo canal, que se basa en la figura 3 aunque con ciertos elementos ampliados. La ampliación sola se muestra en la figura 6. En particular, esta figura muestra bloques que representan varios circuitos analógicos y digitales presentes en el repetidor. Estos comprenden circuitos de entrada analógicos 50 y circuitos de entrada digitales 52 para la señal principal de la antena de entrada 12, circuitos de entrada analógicos 54 y circuitos de entrada digitales 56 para la señal de referencia derivada de la antena de transmisión 22, y circuitos de salida digitales 62 y circuitos de salida analógicos 64 para la señal de retransmisión hacia la antena de salida 22. El procesado digital tiene lugar en el procesador 38.

El repetidor sobre el mismo canal recupera la señal $\varepsilon(t)$ a partir de la señal de entrada alterada $x(t)$ y la señal de referencia $y(t)$ usando un filtro de FIR adaptativo 26 de longitud N con coeficientes h :

$$\varepsilon(t) = x(t) - y(t)^T \mathbf{h}(t) \quad (9)$$

donde $y(t) = [y(t) \ y(t-1) \ y(t-2) \ \dots \ y(t-N+1)]^T$

El bloque de procesado analógico 54 de la señal de referencia es opcional si $y(t)$ se toma después del procesado de salida digital. El procesado de entrada digital de la señal de referencia también resulta redundante si $y(t)$ se conecta a $\varepsilon(t)$ a través de una línea de retardo.

El objetivo es hacer que $\varepsilon(t)$ sea lo más similar posible a la señal deseada original $s(t)$. A continuación, la señal recuperada se amplifica para producir:

$$u(t) = G(t)\varepsilon(t) \quad (10)$$

donde $G(t)$ es la ganancia aplicada a la señal habitualmente por un circuito de Control Automático de Ganancia. Esto se ilustra con la referencia 60 en la figura 6.

La señal retransmitida $v(t)$ en la antena 22 tiene una representación en el dominio z $V(z)$ y se produce de la manera siguiente:

$$V(z) = U(z)G_{d_out}(z)G_{a_out}(z) \quad (11)$$

donde $G_{d_out}(z)$ es la función de transferencia de todos los circuitos digitales 62 hasta la salida digital, y $G_{a_out}(z)$ es la función de transferencia de todos los circuitos analógicos 64 hasta la alimentación de la antena.

La señal de referencia $y(t)$ se puede obtener a partir de la señal en la alimentación de la antena, según se describe en la solicitud de patente europea EP 1 724 946 a la que se ha hecho referencia anteriormente:

$$Y(z) = V(z)G_{ref}(z) \quad (12)$$

donde $G_{ref}(z)$ es la función de transferencia de todos los circuitos analógicos y digitales 54, 56 desde la alimentación de la antena hasta $Y(z)$.

Alternativamente, si, tal como en la figura 2, no hay necesidad de utilizar una referencia externa, $y(t)$ se puede obtener únicamente en el dominio digital, de manera que:

$$Y(z) = U(z)G_{d_out}(z)G_{d_in}(z) \quad (13)$$

donde $G_{d_in}(z)$ es la función de transferencia de todos los circuitos digitales desde la entrada de referencia digital a $y(t)$.

Para simplificar, la acción de $G_{ref}(z)$ se puede expresar como un filtro $g(t)$ de longitud N aplicado a un vector de muestras $u(t) = [u(t) \ u(t-1) \ (t-2) \ \dots \ u(t-N+1)]^T$:

$$y(t) = \mathbf{u}(t)^T \mathbf{g}(t) \quad (14)$$

En este caso, $g(t)$ es la función de respuesta impulsional de todos los circuitos digitales y analógicos entre $u(t)$ e $y(t)$, es decir los circuitos 62, 64, 54 y 56. El índice de tiempo t es necesario ya que $g(t)$ incluye circuitería analógica

sometida a cambios lentos debido a la temperatura y el envejecimiento.

El algoritmo de LMS convencional determina los coeficientes de filtro mediante actualizaciones sucesivas de la manera siguiente:

5

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu \varepsilon(t) \mathbf{y}(t)^* \quad (15)$$

donde μ controla la velocidad de convergencia. No obstante, incluso si no hay ninguna retroalimentación parásita entre antenas, existe una correlación residual entre $\varepsilon(t)$ e $\mathbf{y}(t)$.

10

$$\begin{aligned} E[\varepsilon(t) \mathbf{y}(t-n)^*] &= E[\varepsilon(t) [\mathbf{u}(t-n)^T \mathbf{g}(t)]^*] = \\ &= E[\varepsilon(t) [G(t) \varepsilon(t-n)^T \mathbf{g}(t)]^*] = G(t) E[\varepsilon(t) \varepsilon(t-n)^*]^T \mathbf{g}(t)^* \end{aligned} \quad (16)$$

donde $\varepsilon(t-n) = [\varepsilon(t-n) \ \varepsilon(t-n-1) \ \varepsilon(t-n-2) \ \dots \ \varepsilon(t-n-N+1)]^T$.

15

Cuando el estimador converge a la solución deseada, se supone que el error $\varepsilon(t)$ es igual a la señal deseada original $s(t)$. Por lo tanto:

$$E[\varepsilon(t) \mathbf{y}(t-n)^*] = G(t) E[s(t) \mathbf{s}(t-n)^*]^T \mathbf{g}(t)^* \quad (17)$$

20

De aquí se deduce entonces que:

$$E[\varepsilon(t) \mathbf{y}(t)^*] = G(t) E[s(t) \mathbf{s}(t)^*] \mathbf{R}_{ss} \mathbf{g}(t)^* \quad (18)$$

donde \mathbf{R}_{ss} es una matriz de Hankel cuyos coeficientes son:

25

$$r_{nk} = \frac{E[s(t) s(t-k-n)^*]}{E[s(t) s(t)^*]} \quad (19)$$

donde $0 \leq n, k \leq N-1$.

30

De hecho, \mathbf{R}_{ss} contiene versiones desplazadas de la función de autocorrelación de $s(t)$. Por ejemplo, para señales de OFDM la función de autocorrelación es casi igual a la función $\text{sen}(x)/x$.

A continuación, se puede calcular la parte de la señal $\mathbf{y}(t)$ que es linealmente dependiente de $\varepsilon(t)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \mathbf{y}_o(t) + \frac{\varepsilon(t)}{\sqrt{E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*]}} \frac{E[\varepsilon(t) \mathbf{y}(t)^*]}{\sqrt{E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*]}} = \mathbf{y}_o(t) + \frac{\varepsilon(t)}{\sqrt{E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*]}} \frac{G(t) E[s(t) \mathbf{s}(t)^*] \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{g}(t)}{\sqrt{E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*]}} \\ &= \mathbf{y}_o(t) + \frac{\varepsilon(t) G(t) E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*] \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{g}(t)}{E[\varepsilon(t) \varepsilon(t)^*]} = \mathbf{y}_o(t) + \varepsilon(t) G(t) \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{g}(t) = \mathbf{y}_o(t) + u(t) \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{g}(t) \end{aligned} \quad (20)$$

35

donde $\mathbf{y}_o(t)$ es la parte sin correlación.

De acuerdo con esta invención, el vector de la señal $\mathbf{y}(t)$ se modifica con el fin de eliminar de él la parte linealmente dependiente de $\varepsilon(t)$:

40

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu \varepsilon(t) [\mathbf{y}(t) - u(t) \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{g}(t-q)]^* \quad (21)$$

45

Esto demuestra que es posible controlar el filtro para evitar efectos negativos de autocorrelación de la señal de entrada debido a que el ancho de banda activo de la señal de entrada es menor que el ancho de banda de Nyquist. En la forma de realización descrita que se ilustra en la figura 7, los medios de control controlan el filtro para eliminar la parte de la señal de referencia que es dependiente de manera sustancialmente lineal de la señal deseada. Tal como se observa en la ecuación (21), la función de respuesta impulsional g para la señal de referencia se multiplica

por una matriz R_{ss} que contiene versiones desplazadas de la función de autocorrelación de la señal recuperada.

5 Puesto que, bajo circunstancias normales, $g(t)$ cambia muy lentamente, es posible usar su versión obtenida en alguna instancia previa, q ciclos (muestras) antes para hacer que la implementación resulte más sencilla. Por otra parte, no es necesario calcular en cada muestra el producto $R_{ss}g(t - q)$, y la multiplicación para generar este producto puede tardar más que un periodo de muestreo de la señal. La anterior actualización del filtro también se puede reescribir y modificar de la manera siguiente:

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu [\varepsilon(t)y(t)^* - \varepsilon(t-m)u(t-m)^* R_{ss}g(t-q)^*] \quad (22)$$

10 para eliminar de la correlación cruzada acumulada entre la referencia y la señal recuperada, la autocorrelación intrínseca de la señal recuperada.

15 Al usar muestras en algunas instancias previas (aunque recientes) m ciclos antes de la actualización de ese momento, se hace variar la estadística del resultado y la convergencia se deteriora ligeramente, pero esta expresión puede resultar más sencilla de implementar. De hecho, para reducir la contribución de ruido del segundo término entre corchetes, puede aplicarse un promediado adicional solamente a esa parte.

20 La respuesta impulsional $g(t)$ se puede estimar usando otro ecualizador de LMS 70 mediante la reducción al mínimo de una señal de error $d(t)$:

$$d(t) = y(t) - \mathbf{u}(t)^T \mathbf{g}(t) \quad (23)$$

25 haciendo uso de una actualización de filtro:

$$\mathbf{g}(t+1) = \mathbf{g}(t) + \mu_g d(t)\mathbf{u}(t)^* \quad (24)$$

30 La figura 7 muestra una arquitectura modificada que implementa las Ecuaciones (9), (21) y (24). La figura 7 incluye circuitos 70, 72 correspondientes a los circuitos 158, 156 de la figura 5.

Si el repetidor está configurado como un ecualizador de canales simple con referencia digital interna, $g(t)$ se convierte en una función delta:

$$\mathbf{g}(t) = \delta(t - n) \quad (25)$$

35 y la ganancia $G(t) = 1$. Entonces, la actualización se simplifica a:

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu \varepsilon(t) [\varepsilon(t-n) - \varepsilon(t)\mathbf{r}(n)^*] \quad (26)$$

40 o

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu [\varepsilon(t)\varepsilon(t-n)^* - \varepsilon(t-m)\varepsilon(t-m)^* \mathbf{r}(n)] \quad (27)$$

45 donde $\mathbf{r}(n)$ es la columna n -ésima de R_{ss} . El término $u(t)R_{ss}^*g$ se calcula en el circuito 72, que recibe el vector g estimado en el estimador de LMS 70.

Variante 1.

50 Una forma posible de implementar la expresión en los corchetes de la ecuación (21) modifica todos los elementos del vector $y(t)$ en paralelo tal como se muestra en la figura 8. En primer lugar, se estima el vector g en el circuito 80 usando un algoritmo de LMS y un filtro adaptativo 82 que compara $u(t)$ con $y(t)$. Un restador 83 genera $d(t)$ y la aplica al circuito de LMS 80. g también se suministra un módulo 84 que la multiplica por R_{ss} . El resultado de esta multiplicación es un vector, cada uno de cuyos elementos tiene sus propios medios de almacenamiento 86. Estos pueden ser, por ejemplo, una posición en una RAM o un registro. A continuación, cada valor se multiplica por $u(t)$ en el multiplicador 88, y ese producto se resta, en el restador 90, del elemento correspondiente de $y(t)$, que se almacena en un registro FIFO (primero en entrar, primero en salir) 92.

60 Alternativamente, los elementos de $y(t)$ se pueden procesar en serie en lugar de en paralelo, siempre que el vector completo se pueda procesar durante un periodo de muestreo.

Variante 2.

Se ilustra en la figura 9 otra forma de implementar la expresión entre corchetes de la ecuación (22) para producir actualizaciones del filtro adaptativo para un algoritmo LMS. El vector de actualizaciones para N coeficientes de filtro se calcula en serie procesando valores a N veces la velocidad de muestreo de $\varepsilon(t)$ dentro del área 100, mostrada con línea de puntos, donde N es la longitud del filtro adaptativo. La señal de error de LMS $\varepsilon(t)$ se somete a la ganancia $G(t)$ para producir $u(t)$. Esto a continuación se conjuga en un conjugador 102 y se multiplica por $\varepsilon(t)$ en un multiplicador 104. Ese producto se multiplica adicionalmente en un multiplicador 106 por el producto de R_{ssg} contenido en los medios de almacenamiento 107 con el fin de obtener la corrección para la actualización del filtro adaptativo. Esta corrección se resta, en un restador 108, de la actualización del filtro convencional, que es un producto obtenido en un multiplicador 110, de $\varepsilon(t)$ y el conjugado de $y(t)$. La respuesta impulsional g se obtiene usando otro algoritmo de LMS como en la Forma de realización 1. Los medios de almacenamiento 92, esta vez en forma de la memoria de acceso aleatorio (RAM), contienen $y(t)$, y un conjugador 112 proporciona su conjugado al multiplicador 110, tal como se muestra.

Modificación de la señal de referencia usada en un sistema de eliminación de interferencia cruzada IQ.

El método también se puede aplicar al circuito de eliminación de interferencia cruzada IQ según se describe en la solicitud de patente europea EP 1 801 963. El sistema usa un filtro adaptativo 164 para corregir la desadaptación de ganancia y eliminar la interferencia cruzada entre la salida real y la imaginaria de un conversor descendente de IQ analógico 160 que sucede a un conversor ascendente de IQ 162. No obstante, algunos tipos de señal de entrada conducirían a estimaciones incorrectas del filtro. Por ejemplo, las señales piloto en una señal de DVB-T pueden dar como resultado coeficientes de filtro diferentes de cero incluso si la salida IQ no está alterada de ninguna manera. El método ahora descrito permite tener en cuenta la correlación subyacente de la señal con su conjugado complejo.

El circuito de eliminación de interferencia cruzada IQ elimina de la señal de entrada $x(t)$ su propio conjugado complejo $x(t)^*$ que puede haber sido introducido por un desmodulador de IQ analógico. En este ejemplo, se supone que el filtro adaptativo tiene una forma relativamente sencilla, con solamente una única toma. Para un sistema con un coeficiente, se puede escribir de la manera siguiente:

$$\varepsilon(t) = x(t) - x(t)^* h(t) \quad (28)$$

con la estimación del coeficiente:

$$h(t+1) = h(t) + \mu \varepsilon(t) x(t) \quad (29)$$

No obstante, la señal fuente original $s(t)$ puede presentar una correlación diferente de cero con su propio conjugado:

$$r = E[s(t)(s(t)^*)] = E[s(t)s(t)] \neq 0 \quad (30)$$

Puesto que esto conduciría a una estimación incorrecta de h , es necesaria la siguiente modificación:

$$h(t+1) = h(t) + \mu \varepsilon(t) [x(t) - r \varepsilon(t)^*] \quad (31)$$

La expresión anterior es equivalente a la ecuación (26) y también puede reescribirse de la forma siguiente:

$$h(t+1) = h(t) + \mu [\varepsilon(t)x(t) - r \varepsilon(t)\varepsilon(t)^*] \quad (32)$$

la cual es equivalente a la ecuación (27). Puede implementarse tal como se muestra en el área de línea discontinua 180 de la figura 10.

En la figura 10 un sistema de telecomunicaciones toma una señal de entrada compleja $s(t)$, y lleva a cabo una conversión ascendente de IQ 162 a una frecuencia objetivo en la cual el sistema transmite señales. En el extremo de recepción, un conversor descendente de IQ analógico 160 intenta recuperar la señal compleja original $s(t)$, aunque, debido a varias imperfecciones y efectos parásitos analógicos, produce una señal $x(t)$ que contiene cierta interferencia cruzada IQ. A continuación la señal $x(t)$ se pasa al circuito de corrección de IQ 164. Tal como se ha indicado anteriormente, la figura 10 muestra un circuito de corrección con solamente un coeficiente, por motivos de simplicidad. Aquellos versados en la materia apreciarán fácilmente que el mismo se puede ampliar a más coeficientes.

La señal $x(t)$ se conjuga en un conjugador 166 y se multiplica en un multiplicador complejo 172 por un coeficiente obtenido a partir de un acumulador 170. El resultado de esa multiplicación es la señal de corrección de interferencia cruzada IQ que, a continuación, se resta en un sumador o combinador 168, de la señal $x(t)$, para obtener la salida $\epsilon(t)$. La señal $\epsilon(t)$ se multiplica por la entrada $s(t)$ en un multiplicador complejo 174 que actúa como correlador no conjugador. En la implementación original de acuerdo con la solicitud de patente europea EP 1 801 963, el resultado de esta multiplicación se pasa directamente al acumulador 170, el cual actúa de acuerdo con la ecuación (29). Los componentes de la figura 10 se corresponden con los de la figura 1 del documento EP 1 801 963 en concordancia con la siguiente tabla, que remite a sus numerales de referencia:

Figura 10	Figura 1
166	20
168	14
170	40
172	24
174	36

No obstante, en el caso de la figura 10, se añaden componentes adicionales en el área 180. En primer lugar, el nivel de potencia de la señal $\epsilon(t)$ se calcula multiplicándolo por su propio conjugado como en $\epsilon(t)\epsilon(t)^*$. Esto se muestra por medio del conjugador 182 y el multiplicador 184. En la práctica, podrían usarse dos multiplicadores de números reales y un sumador en lugar del conjugador y un multiplicador complejo, como en $\text{Re}[\epsilon(t)]^2 + \text{Im}[\epsilon(t)]^2$. A continuación, el coeficiente r , pre-calculado de acuerdo con la ecuación (30), se multiplica por $\epsilon(t)\epsilon(t)^*$ en el multiplicador 186 para obtener un valor de compensación. Este valor se resta del producto $\epsilon(t)\epsilon(t)$ en un restador 188 y se alimenta al acumulador 170.

Si el filtro de corrección de IQ 164 tiene múltiples coeficientes h , el valor de correlación r se convierte en un vector r en las Ecuaciones (31) y (32).

Se observa que, en este caso, la compensación se proporciona modificando la salida del estimador de coeficientes de filtro, concretamente el correlador 174, en lugar de modificando la señal de referencia aplicada a una entrada de ese correlador.

Comentarios generales

Se observará que lo anterior describe una modificación de un filtro adaptativo digital que extrae una señal deseada a partir de una señal de entrada que ha sido alterada por una retroalimentación parásita, usando una señal de referencia la cual se obtiene, ella misma, linealmente a partir de la señal deseada recuperada o correlacionada con esta última, que tiene el objetivo de evitar que el estimador del filtro elimine la correlación deseada. En uno de los ejemplos, esto se logra modificando la señal de referencia usada por el estimador, y en otro ejemplo modificando los coeficientes del estimador según se aplican al filtro. El filtro adaptativo resultante no padece tonos espurios fuera de banda debido a la autocorrelación de la señal recuperada provocada por que su ancho de banda sea menor que el ancho de banda de Nyquist. El método elimina eficazmente la parte de la señal de referencia que depende linealmente de la señal recuperada deseada, y que por lo tanto está correlacionado con esta última.

El método se puede usar en un algoritmo de Mínimos Cuadrados (LMS). En un algoritmo de LMS modificado, la correlación cruzada entre la señal recuperada y la señal de referencia que se usa en la estimación de coeficientes de filtro adaptativo, se puede ajustar de manera que se elimine la correlación cruzada intrínseca que no es debida a la retroalimentación parásita sino que es debida a la autocorrelación de la señal recuperada, y la misma no contribuya a las estimaciones de coeficientes de filtro.

La parte de la señal recuperada que se va a eliminar de la señal de referencia se puede obtener multiplicando la función de respuesta impulsional correspondiente a la señal de referencia por una matriz conjugada que contiene versiones desplazadas de la función de autocorrelación de la señal recuperada, y a continuación multiplicando el vector así obtenido por la muestra actual de la señal recuperada. Esta multiplicación debe incluir también todo factor de ganancia no incluido en la función de respuesta impulsional de la señal de referencia.

La implementación se puede simplificar multiplicando la función de respuesta impulsional por la matriz tomando un tiempo mayor que una muestra de la señal recuperada, y usando la función de respuesta impulsional de algunas instancias de muestreo previas aunque recientes.

La función de respuesta impulsional correspondiente a la señal de referencia se puede obtener por medio de un algoritmo de LMS que compare la señal de referencia con la señal recuperada deseada, sometida a un factor de ganancia.

Los costosos cálculos implicados en la multiplicación de la función de respuesta impulsional correspondiente a la

5 señal de referencia por una matriz conjugada que contiene versiones desplazadas de la función de autocorrelación de la señal recuperada se pueden omitir si se utiliza una variante del filtro adaptativo que use una señal de referencia que sea igual a la señal recuperada. En ese caso, solamente la función de autocorrelación se multiplica por el producto de la muestra actual o previa, aunque reciente, de la señal recuperada y el conjugado complejo de ella misma.

La presente invención se define según el alcance de las reivindicaciones adjuntas 1 a 15 y queda definida por este último.

REIVINDICACIONES

1. Disposición de filtro adaptativo para filtrar una señal recibida objetivo que contiene una señal deseada original y unas señales interferentes con el fin de eliminar dichas señales interferentes que están correlacionadas con la señal recibida objetivo, aunque sin eliminar las propiedades de autocorrelación de la señal deseada original para producir una señal recuperada, comprendiendo la disposición:
- 5 un generador de coeficientes (24; 174) para generar uno o una pluralidad de coeficientes de filtro,
- 10 un filtro adaptativo (26; 172) acoplado al generador de coeficientes configurado para recibir uno o una pluralidad de coeficientes de filtro generados, y aplicar una función de filtro dependiente del mismo a una señal de referencia derivada de la señal recuperada, para producir dicha señal recuperada a partir de la señal recibida;
- 15 estando dicha disposición de filtro adaptativo caracterizada por que además comprende:
- unos medios de compensación (70, 72; 180) para modificar dicho uno o la pluralidad de coeficientes calculando una señal de producto multiplicando la señal recuperada por una función de autocorrelación de la señal recuperada.
- 20 2. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 1, en la que los medios de compensación (70, 72) están configurados para modificar los coeficientes modificando una señal aplicada a una entrada del generador de coeficientes (24).
- 25 3. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 2, en la que los medios de compensación están configurados para modificar la señal aplicada a una entrada del generador de coeficientes restando la señal de producto de la señal de referencia.
- 30 4. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 1, en la que los medios de compensación (180) están configurados para modificar los coeficientes modificando la salida del generador de coeficientes (174) tal como se aplica en el filtro adaptativo (172), y la señal de producto comprende otra multiplicación por un conjugado de la señal recibida.
- 35 5. Filtro adaptativo según la reivindicación 4, en el que los medios de compensación están configurados para modificar la salida del generador de coeficientes restando el resultado de multiplicar la señal de producto conjugada por la señal recuperada.
- 40 6. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 1, en la que el generador de coeficientes está configurado para recibir una señal de referencia, y los medios de compensación están configurados para reducir o eliminar de la señal de referencia la parte que depende linealmente de la señal deseada.
- 45 7. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 6, en la que los medios de compensación incluyen unos medios (70) para generar una función de respuesta impulsional g para la señal de referencia, y unos medios (72) para multiplicar la función de respuesta impulsional g para la señal de referencia por una matriz R_{SS} que contiene unas versiones desplazadas de la función de autocorrelación de la señal recuperada, con el fin de proporcionar la señal de producto.
- 50 8. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 7, que incluye unos medios (72) para multiplicar la señal de producto por la señal recuperada y un factor de ganancia $u(t)$.
- 55 9. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 8, en la que la señal de referencia es usada por un algoritmo de mínimos cuadrados en dichos medios de compensación (70).
10. Disposición de filtro adaptativo según la reivindicación 7, 8 o 9, en la que una correlación cruzada es usada por dicho generador de coeficientes (24) para estimar dicho uno o la pluralidad de coeficientes, en la que dicha correlación cruzada se ajusta restando el conjugado de la señal de producto multiplicado por el producto de la muestra actual de la señal recuperada y el conjugado de la señal recuperada o una muestra previa reciente de la señal recuperada.
- 60 11. Disposición de filtro adaptativo según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10, en la que la multiplicación para producir la señal de producto dura más que un periodo de muestreo de la señal y usa la función de respuesta impulsional de una muestra anterior.
- 65 12. Disposición de filtro adaptativo según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10, en la que la función de respuesta impulsional g para la señal de referencia es generada por medio de un algoritmo de mínimos cuadrados que compara la señal de referencia con la señal recuperada.

13. Disposición de filtro adaptativo según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 11, en la que la señal de referencia es igual a la señal recuperada, en la que únicamente la función de autocorrelación se multiplica por el producto de la muestra actual o previa reciente de la señal recuperada y la conjugación compleja de la señal recuperada.
- 5 14. Repetidor sobre el mismo canal, que comprende una disposición de filtro adaptativo según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
15. Circuito de reducción de interferencia cruzada IQ que comprende una disposición de filtro adaptativo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

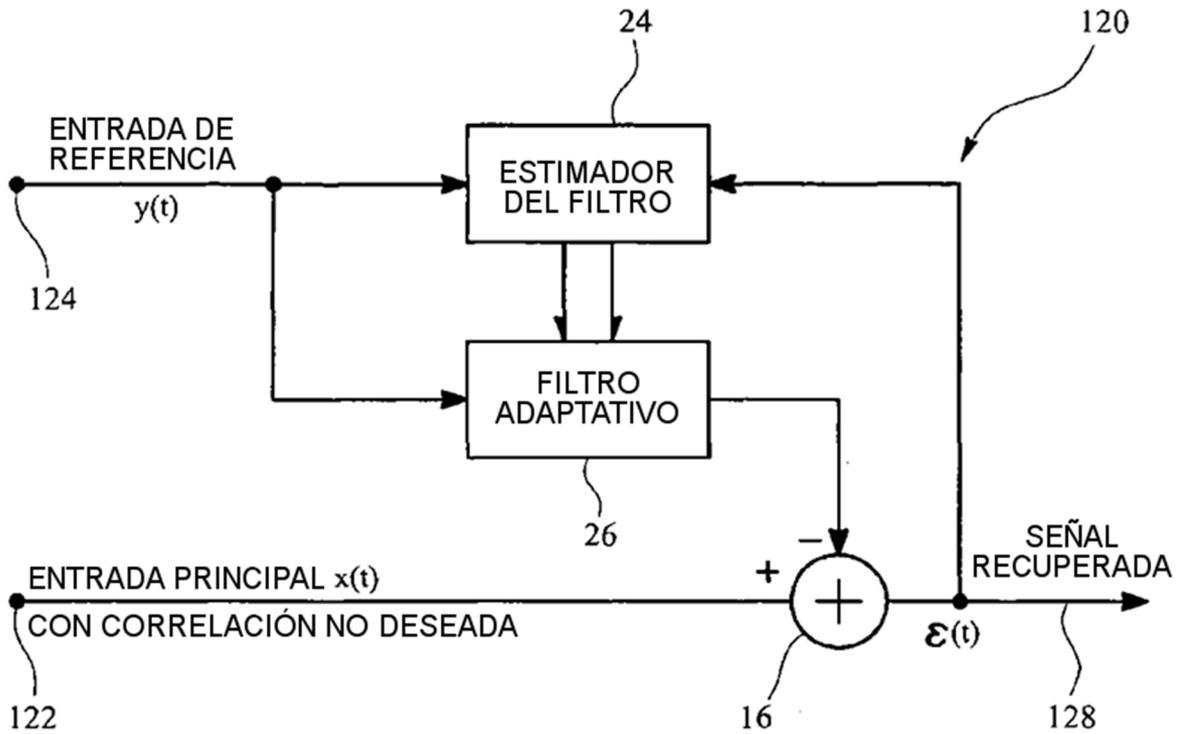


FIG. 1

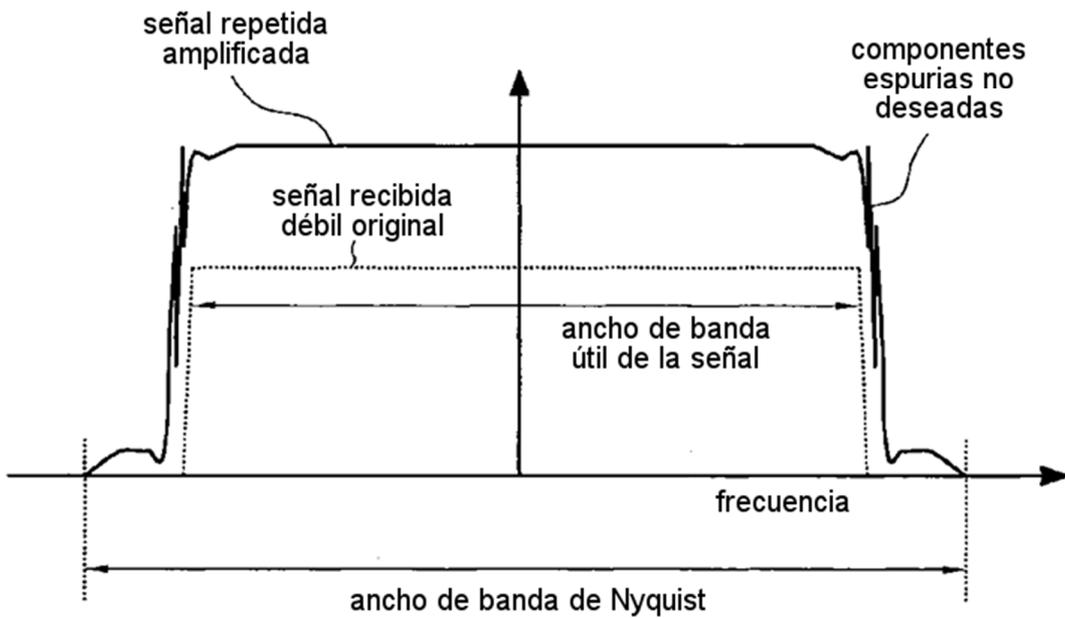


FIG. 4

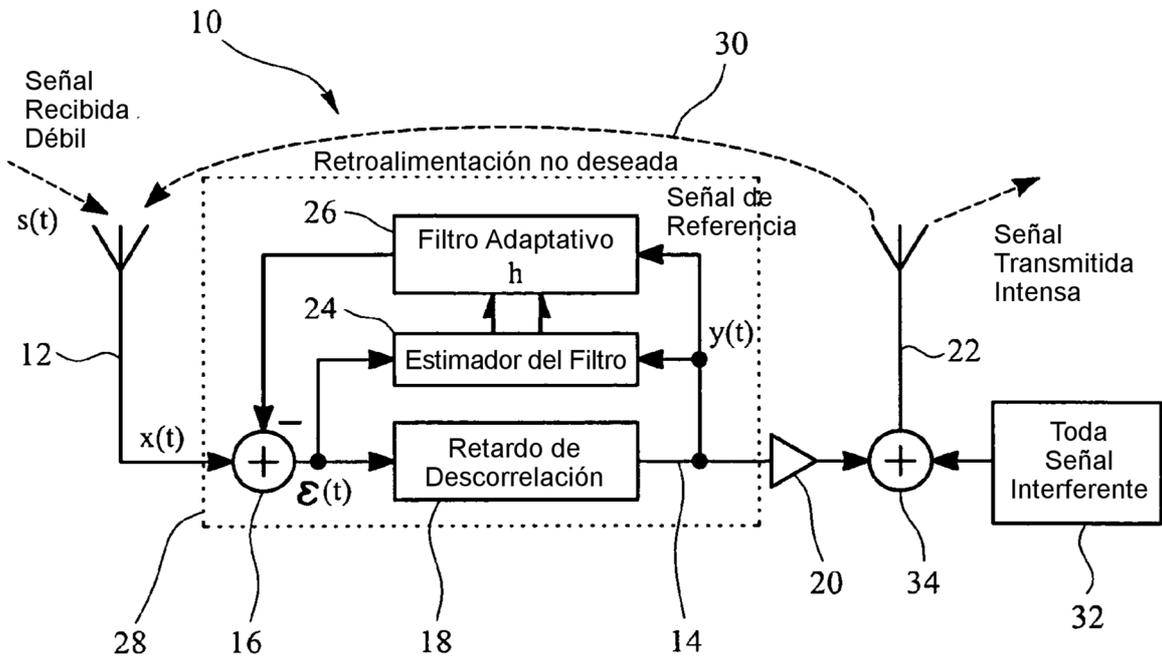


FIG. 2

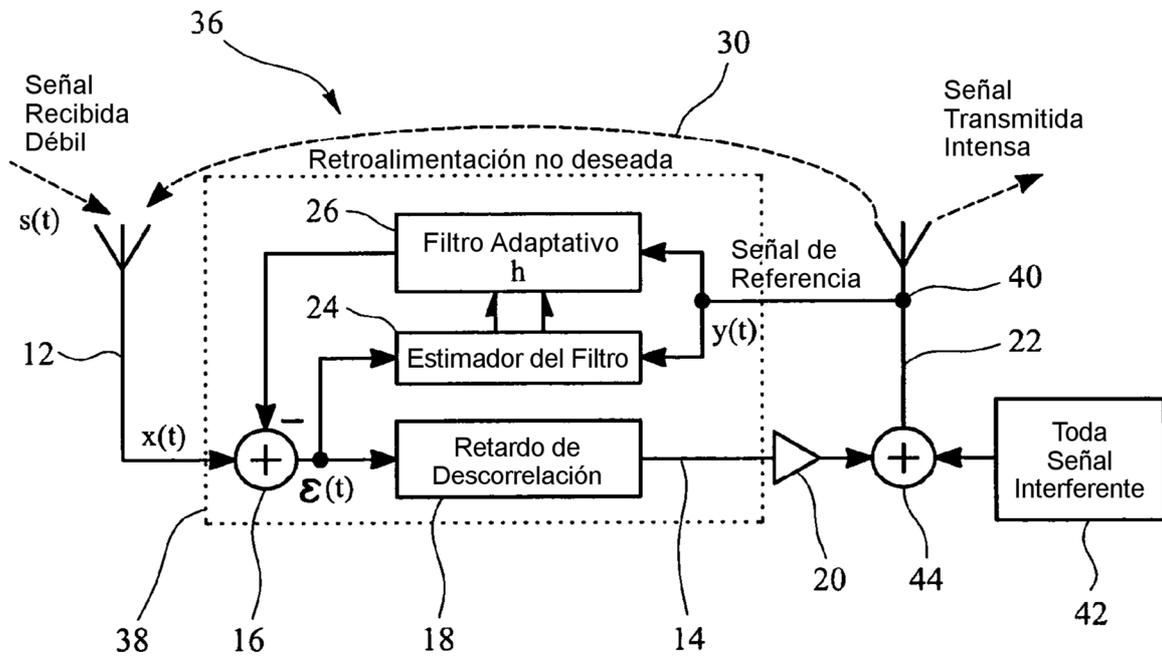


FIG. 3

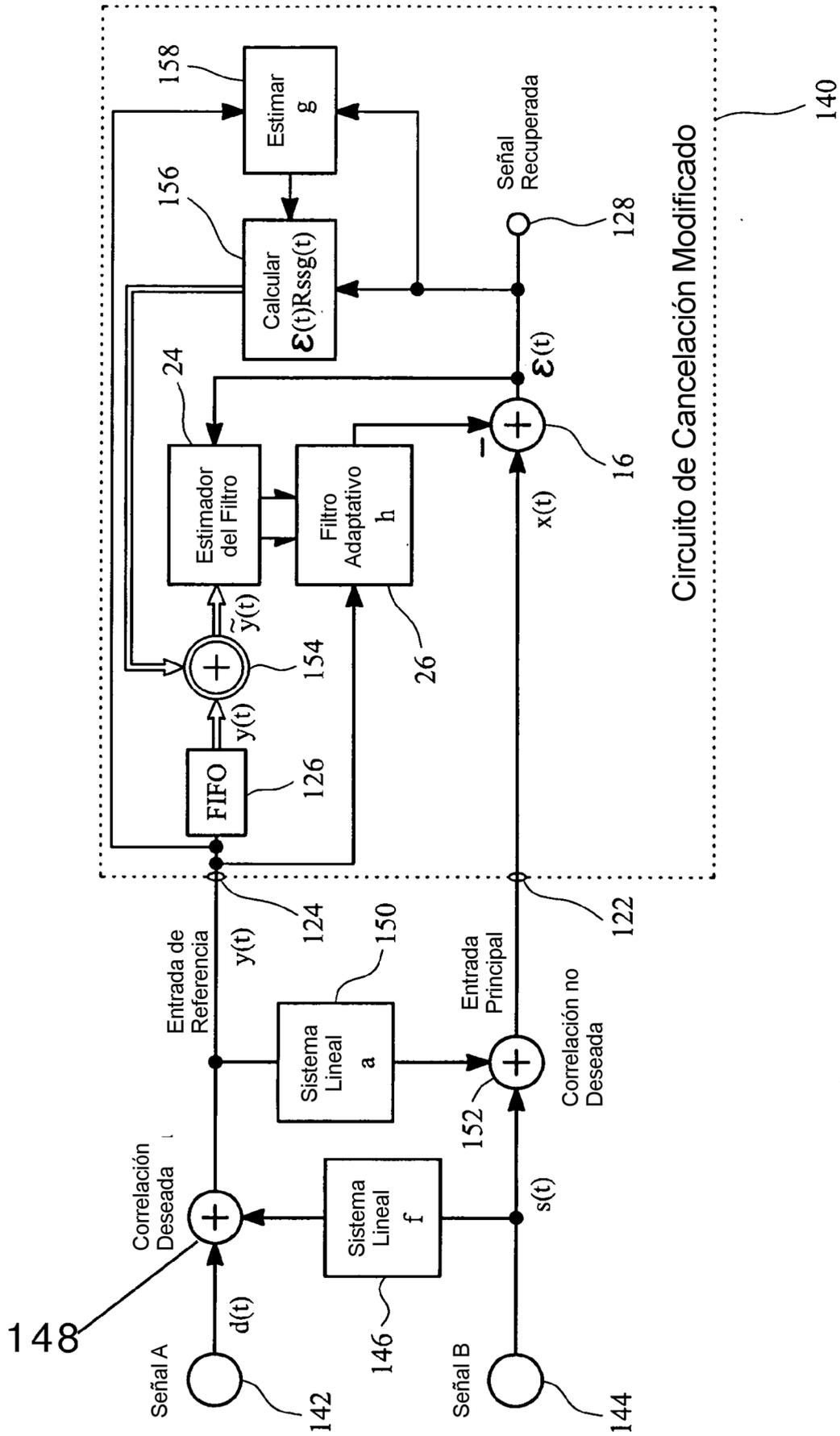


FIG. 5

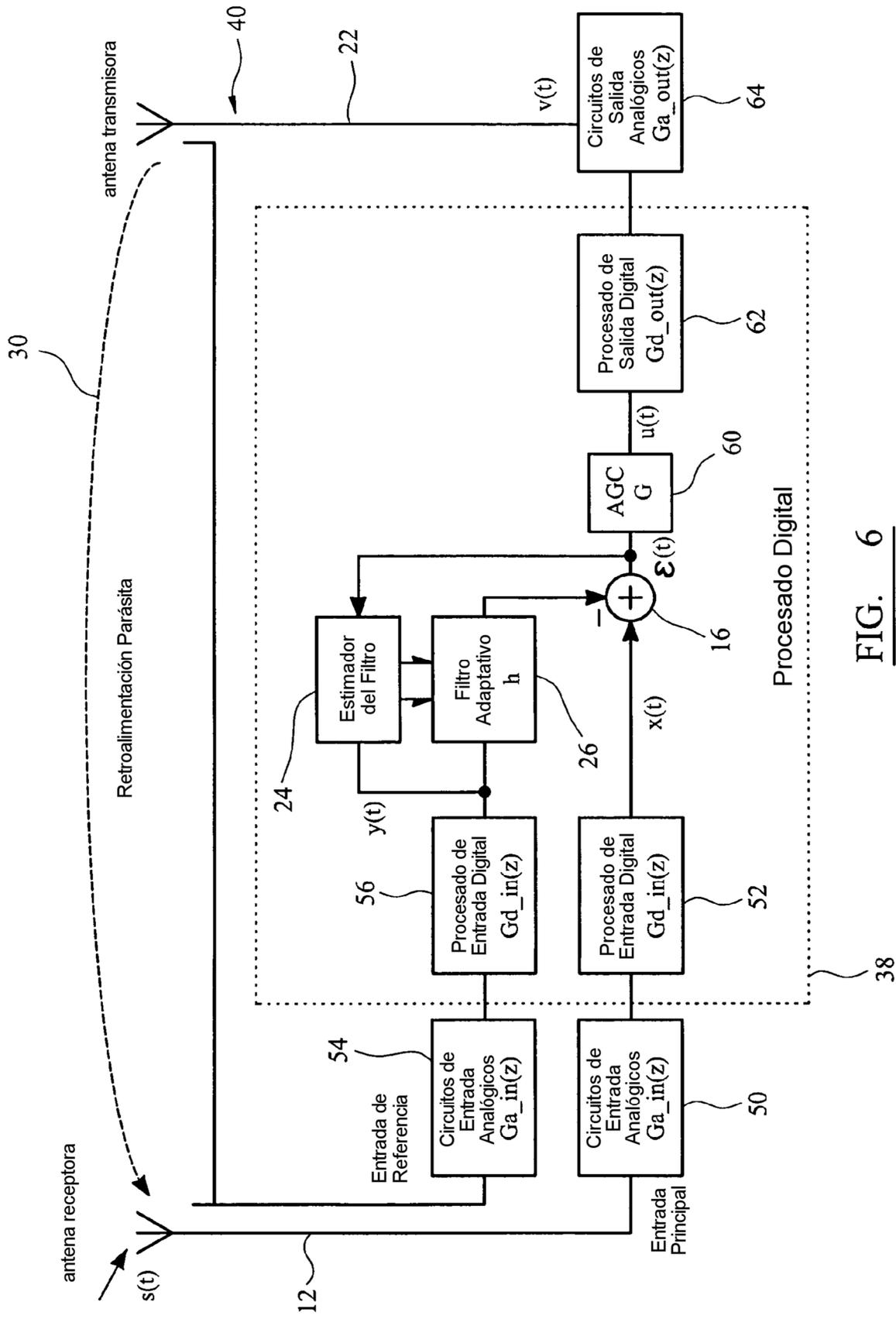


FIG. 6

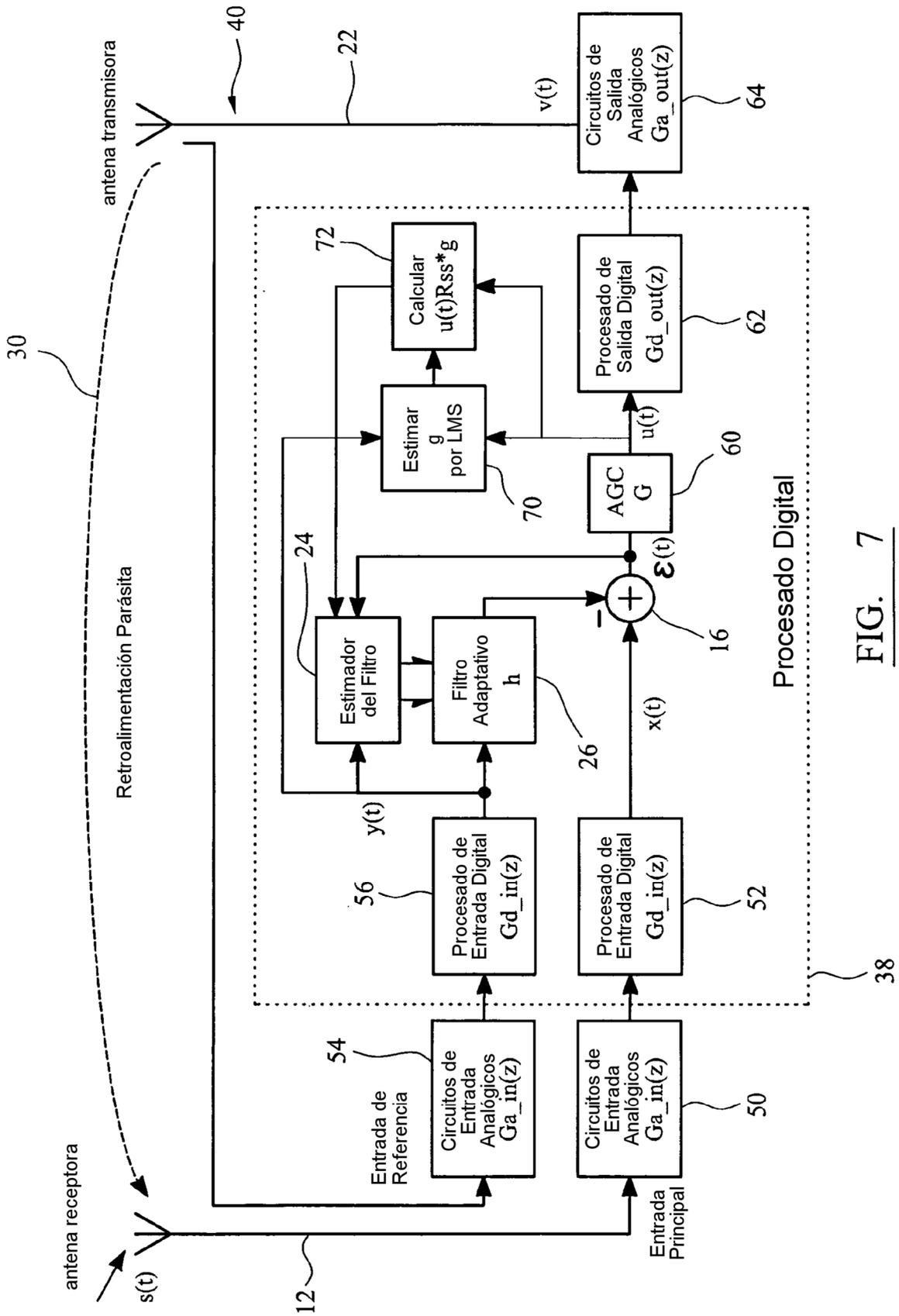


FIG. 7

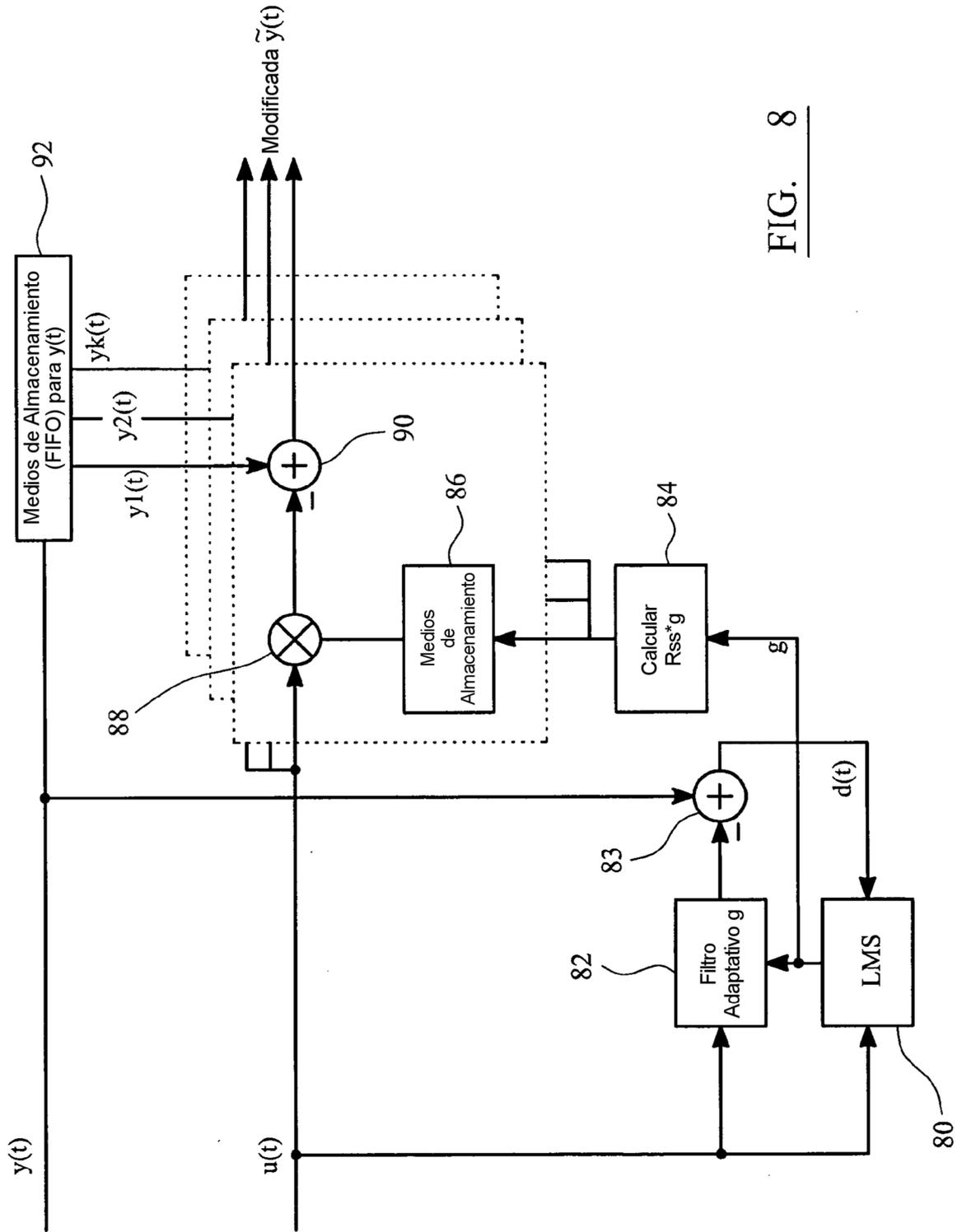


FIG. 8

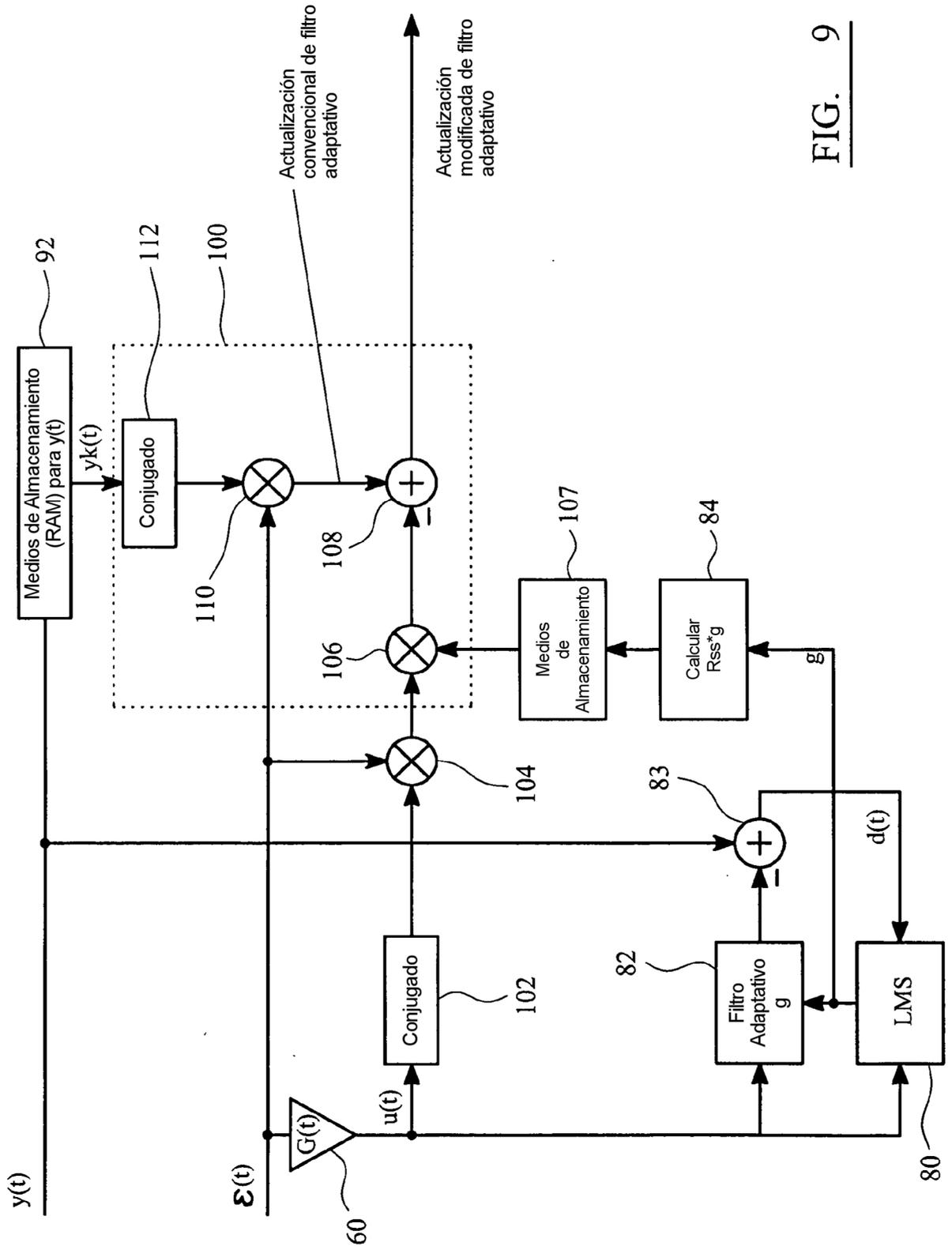


FIG. 9

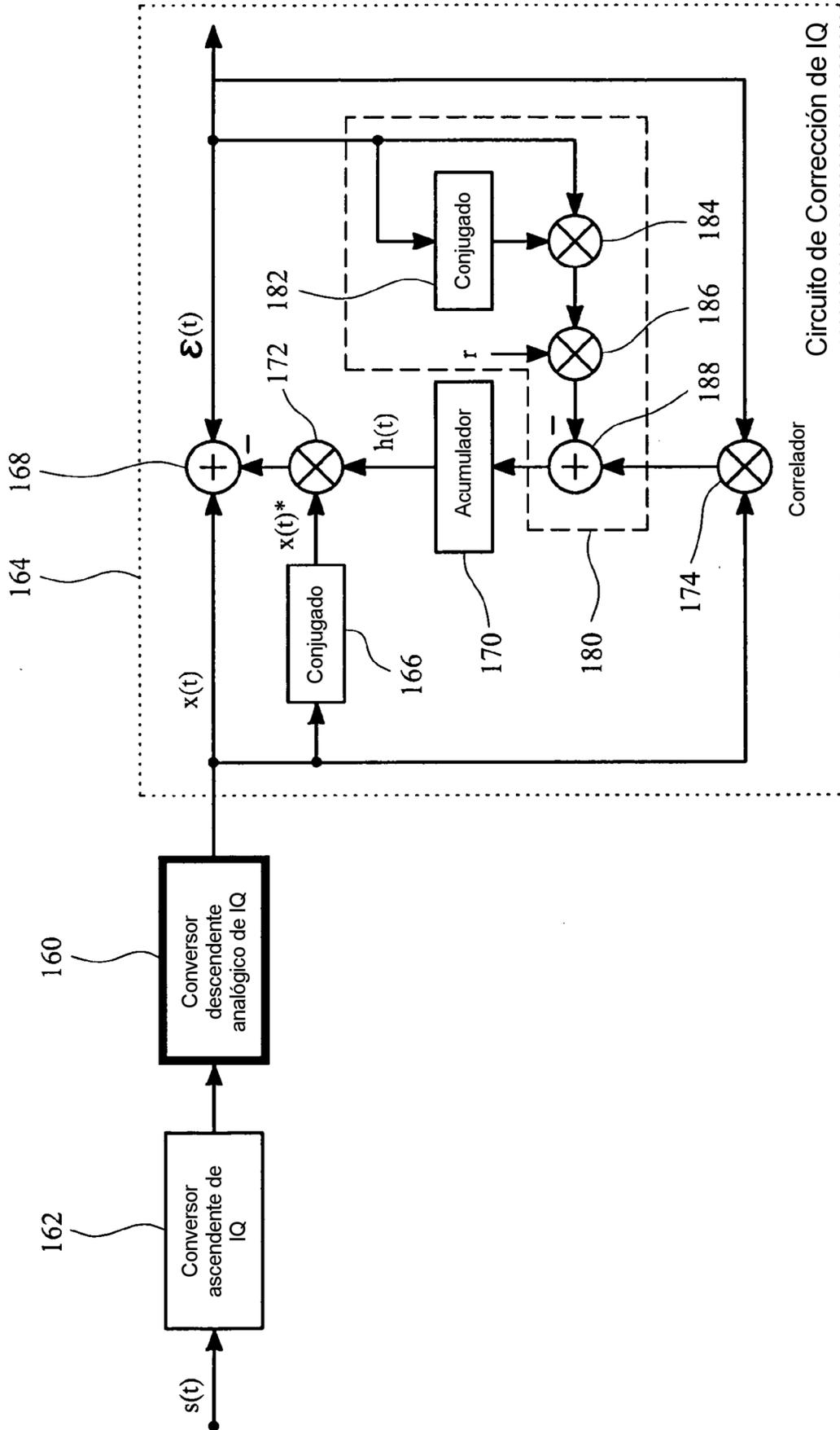


FIG. 10