



①9



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

①1 Número de publicación: **2 287 294**

⑤1 Int. Cl.:
H04L 27/36 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)

①2

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

⑧6 Número de solicitud europea: **02745715 .9**
⑧6 Fecha de presentación : **15.07.2002**
⑧7 Número de publicación de la solicitud: **1523838**
⑧7 Fecha de publicación de la solicitud: **20.04.2005**

⑤4 Título: **Método y aparato de pre-ecualización.**

④5 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.12.2007

④5 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.12.2007

⑦3 Titular/es: **Nokia Corporation**
Keilalahdentie 4
02150 Espoo, FI

⑦2 Inventor/es: **Coersmeier, Edmund**

⑦4 Agente: **Curell Suñol, Marcelino**

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

Método y aparato de pre-ecualización.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un método y a un aparato para ecualizar una característica de transmisión de una circuitería de procesamiento de señales, tal como un transmisor de conversión directa o heterodino usando, por ejemplo, un esquema de Multiplexado por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM).

10 **Antecedentes de la invención**

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) ha desarrollado una nueva especificación 802.11a la cual representa la siguiente generación de redes de área local (redes LAN) inalámbricas a nivel de empresa. Entre las ventajas que presenta dicha especificación con respecto a las tecnologías actuales se encuentran una mayor escalabilidad, una mejor inmunidad a las interferencias, y una velocidad significativamente mayor, lo cual simultáneamente permite aplicaciones con un ancho de banda mayor.

El OFDM se usa como un esquema de codificación nuevo el cual presenta ventajas con respecto al espectro ensanchado en cuanto a la disponibilidad de los canales y la velocidad de datos. La disponibilidad de canales es significativa ya que cuantos más canales independientes hay disponibles, más escalable resultará la red inalámbrica. La elevada velocidad de datos se logra combinando muchas subportadoras de velocidad menor para crear un canal de alta velocidad. Un canal grande (amplio) puede transportar más información por transmisión que otro pequeño (estrecho). Las subportadoras se transmiten en paralelo, lo cual significa que se envían y reciben simultáneamente. El dispositivo receptor procesa estas señales individuales, representando cada una de ellas una fracción de los datos totales que, juntos, constituyen la señal en cuestión. Con este número elevado de subportadoras que comprende cada canal, se puede enviar de una sola vez una cantidad ingente de información.

La norma IEEE 802.11a para redes LAN inalámbricas define un rendimiento elevado del sistema y por lo tanto requiere una cierta precisión en la señal para la salida del transmisor OFDM. Teniendo en cuenta las imperfecciones de los filtros analógicos de banda base y de radiofrecuencia (RF), es necesario ecualizar el flujo continuo de la señal antes de su transmisión. El rendimiento de la señal de salida de un transmisor depende fuertemente de la precisión del filtro analógico. Para alcanzar una alta precisión en la señal, deben usarse filtros caros y precisos. No obstante, en productos con un alto volumen de producción se recomienda conseguir que dichos filtros sean lo más económicos posibles. Puede que sea posible insertar filtros analógicos de los transmisores de bajo coste y no precisos si se instala un ecualizador mejorado para compensar el rizado de amplitud y el retardo de grupo elevados en la banda de paso del transmisor.

En el capítulo 11 del libro de Bernhard Widrow y Samuel D. Stearns, "Adaptive Signal Processing", Prentice Hall, 1985, se explican los principios del algoritmo LMS con filtrado X.

En la solicitud de patente internacional con número de publicación WO 98/59471 se describe un método de compensación adaptativa de las distorsiones de un sistema de comunicaciones inalámbricas basándose en el algoritmo LMS con filtrado X.

45 **Sumario de la invención**

Por lo tanto, un objetivo de la presente invención es proporcionar un método y un aparato de ecualización mejorados, por medio de los cuales se pueda mejorar la precisión de la señal en la salida del transmisor para reducir de este modo los requisitos de los filtros.

Este objetivo se alcanza con un método de ecualización de una característica de transmisión de una circuitería de procesamiento de señales según la reivindicación 1.

Adicionalmente, el objetivo anterior se alcanza con un aparato para ecualizar una característica de transmisión de una circuitería de procesamiento de señales según la reivindicación 9.

Por consiguiente, se proporciona un esquema de pre-ecualización adaptativa el cual puede descubrir imperfecciones de la circuitería de procesamiento de señales e introduce una pre-distorsión de la señal suministrada a la circuitería de procesamiento de señales. De este modo, se pueden reducir las especificaciones o requisitos de la circuitería de procesamiento de señales, o, alternativamente, se ofrece la opción de aceptar especificaciones más estrictas en las normativas futuras.

Por otra parte, gracias a la función de pre-ecualización adaptativa, la solución no depende del tipo de circuitería de procesamiento de la señal, por ejemplo, se puede usar una arquitectura de conversión directa o heterodina. La etapa de aproximación puede comprender la etapa en la que se calcula una aproximación de un vector gradiente de mínimos cuadrados de dicha diferencia. El vector gradiente se puede calcular a partir de una ecuación diferencial parcial de una función de coste del sistema.

En particular, la señal de entrada puede ser una señal digital y la señal de salida puede ser una señal analógica.

Los valores de control pueden ser coeficientes de un filtro digital adaptativo.

5 Adicionalmente, la aproximación de la característica de transmisión se puede realizar en forma de una función de retardo. En este caso, el retardo de la función de retardo se puede corresponder con la posición del pico máximo del filtro analógico en la característica de transmisión.

Además, los medios de aproximación pueden estar dispuestos para realizar una aproximación de dicha característica de transmisión en forma de una función de retardo y para realizar una aproximación de dicho gradiente usando una función de aproximación de mínimos cuadrados.

La circuitería de procesamiento de la señal puede ser una arquitectura de transmisor de conversión directa o heterodino.

15 El aparato de ecualización puede comprender unos medios pre-ecualizadores digitales.

En las reivindicaciones subordinadas se definen otras evoluciones ventajosas.

Breve descripción de los dibujos

20 A continuación se describirá más detalladamente la presente invención basándose en una forma de realización preferida, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

la Fig. 1 muestra una arquitectura de un transmisor que comprende una función de ecualización según la forma de realización preferida;

la Fig. 2A muestra un diagrama esquemático de una configuración conocida de post-ecualización adaptativa;

la Fig. 2B muestra un diagrama esquemático de una configuración de pre-ecualización adaptativa según la forma de realización preferida;

la Fig. 3 muestra un esquema de pre-ecualización según la forma de realización preferida; y

la Fig. 4 muestra un diagrama de flujo basado en el esquema de pre-ecualización según la forma de realización preferida.

Descripción de la forma de realización preferida

40 A continuación se describirá la forma de realización preferida de la presente invención basándose en la arquitectura de un transmisor OFDM heterodino para una arquitectura de transmisor de red LAN inalámbrica IEEE 802.11a según se muestra en la Fig. 1.

Según la Fig. 1, una señal de entrada, la cual se puede basar en una modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK), una modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) o una modulación de amplitud en cuadratura (QAM) se convierte en sentido ascendente y se le aplica un filtro pasabajas antes de suministrarla en el dominio digital a un circuito digital 10 de frecuencia intermedia (IF) a una frecuencia intermedia de, por ejemplo, 20 MHz. La señal IF generada se suministra a un pre-ecualizador adaptativo 15 dispuesto para pre-ecualizar el flujo continuo de la señal de tal manera que las distorsiones generadas por los circuitos de filtrado analógicos no ideales de las siguientes fases den como resultado nuevamente un flujo continuo de la señal preciso. La señal pre-ecualizada se suministra a una circuitería transmisora 200, en la cual la señal se procesa para su transmisión a través de una antena de transmisión 55.

La circuitería transmisora 200 se basa en una arquitectura de un transmisor heterodino y comprende un circuito analógico de banda base 20 en el cual la señal pre-ecualizada se prepara para su transmisión, por ejemplo, aplicando un filtrado, una codificación de canales, una conformación de impulsos u otras operaciones de procesamiento adecuadas. A continuación, la señal de banda base procesada se suministra a una primera fase de conversión en sentido ascendente que comprende un modulador o multiplicador 25 al cual se suministra una señal obtenida de un primer oscilador 30 a una frecuencia de, por ejemplo, 1,5 GHz para convertir la frecuencia de la señal a la banda de los 1,5 GHz. A continuación, la señal convertida en sentido ascendente se suministra a un circuito analógico de filtrado IF 35 para suprimir los componentes de frecuencia no deseados generados por distorsiones no lineales u otro tipo de distorsiones. Seguidamente, la señal convertida en sentido ascendente y filtrada se suministra a una segunda fase de conversión en sentido ascendente que comprende un segundo modulador o multiplicador 40 al cual se suministra una señal de conversión en sentido ascendente en una banda ajustable de 3,5 a 4,5 GHz desde un segundo oscilador controlable 54. De este modo, la señal del circuito IF analógico 35 se convierte finalmente en sentido ascendente hacia una banda de frecuencias ajustable de entre 3,5 y 4,5 GHz. Esta señal de radiofrecuencia (RF) doblemente convertida en sentido ascendente se suministra a un segundo circuito de filtrado, es decir, un circuito analógico de filtrado RF 50 adaptado para dejar pasar únicamente la banda de frecuencias deseada de la señal de transmisión suministrada a la antena de transmisión 55.

Un circuito de medición de envolvente 60 el cual se puede basar en una operación de fijación del nivel y/o de filtrado pasabajas u otra operación similar proporciona la señal envolvente de la señal de entrada de la antena de transmisión 55. A continuación, esta señal envolvente se suministra a un circuito conversor analógico/digital 65 en el que se convierte en un flujo continuo digital de la señal suministrado a un circuito de detección de errores de la envolvente digital 70. En el circuito de detección de errores de la envolvente 70, la señal envolvente convertida analógica/digital se compara con la envolvente digital de la señal de salida del circuito IF digital 10 para calcular u obtener un valor de error $e[k]$. En relación con esto, se considera que ambas señales envolventes están sincronizadas. Debe indicarse que en la Fig. 1 no se muestran los circuitos de sincronización correspondientes.

Basándose en el valor de error obtenido $e[k]$, se obtiene un número predeterminado de valores de control, por ejemplo, coeficientes de filtrado, y el mismo se suministra al pre-ecualizador adaptativo 15 para controlar de este modo la característica de ecualización. Así, en el circuito de detección de errores de la envolvente 70 se pueden medir distorsiones provocadas por los filtros no ideales 20, 35, 50 del transmisor para controlar adaptativamente la función de pre-ecualización. Por consiguiente, en el dominio digital se proporciona un esquema de pre-ecualización adaptativa, asistida por toma de decisiones.

La Fig. 2A muestra un diagrama esquemático que indica una configuración conocida de post-ecualización adaptativa, en la que una señal de datos de entrada pasa en primer lugar por un canal 100 y seguidamente por un post-ecualizador adaptativo 110. De este modo, el bucle de realimentación del post-ecualizador adaptativo que comprende el post-ecualizador 110 y un circuito restador 90 no incluye el canal 100. La señal de salida $y[k]$ del post-ecualizador 110 se resta, en el circuito restador 90, de la señal de datos de entrada $d[k]$ para obtener de este modo una señal o valor de error $e[k]$ usada para controlar el post-ecualizador adaptativo 110. La señal o vector de datos de entrada $d[k]$ pasa en primer lugar por el canal 100 el cual puede estar caracterizado por una característica o vector de transferencia. La señal de salida $x[k]$ del canal 100 se multiplica por la característica o vector del filtro adaptativo del post-ecualizador 110. El valor escalar $y[k]$ resultante se resta de la muestra de entrada $d[k]$, y el valor de error $e[k]$ obtenido se usa para actualizar los coeficientes de filtrado del post-ecualizador adaptativo 110 para las siguientes muestras de entrada. De este modo, no es necesario conocer explícitamente la característica o vector de transferencia del canal, ya que los datos de entrada $x[k]$ del post-ecualizador 110 contienen automáticamente la información del canal. Así, únicamente debe determinarse un valor desconocido, es decir, el vector de coeficientes óptimo.

No obstante, en el proceso de pre-ecualización según la forma de realización preferida de la presente invención, el ecualizador se coloca delante de los filtros o el canal analógicos no ideales y por lo tanto incluye los filtros o el canal analógicos en su bucle de realimentación. Por esta razón, el cálculo del vector de coeficientes óptimo se basa en dos variables o vectores desconocidos, la característica o vector de transferencia del filtro analógico y el conjunto de coeficientes óptimo del pre-ecualizador adaptativo.

La Fig. 2B muestra una configuración correspondiente de pre-ecualización adaptativa la cual se basa en la forma de realización preferida mostrada en la Fig. 1. Según la Fig. 2B, el pre-ecualizador adaptativo 15 genera una señal de entrada $x[k]$ para la circuitería transmisora 200, en la que la señal de salida $y[k]$ de la circuitería transmisora 200 se suministra a un restador o una circuitería de comparación 130 a la cual también se suministra la señal de datos de entrada $d[k]$ para obtener el valor de error $e[k]$ sobre la base del cual se controla el pre-ecualizador 15.

El planteamiento de pre-ecualización mostrado en la Fig. 2B se puede describir basándose en las siguientes ecuaciones:

$$x[k] = d^T[k] \cdot w[k] \quad (1)$$

$$y[k] = x^T[k] \cdot h[k] \quad (2)$$

En las anteriores ecuaciones (1) y (2), $w[k]$ indica el vector de coeficientes o ponderación del pre-ecualizador 15, y $h[k]$ indica el vector de transferencia de la circuitería de transmisión 200.

Basándose en las dos anteriores ecuaciones (1) y (2), se puede obtener el valor de error $e[k]$ basándose en la siguiente ecuación.

$$e[k] = d[k] - y[k] = d[k] - x^T[k] \cdot h[k] \quad (3)$$

La inserción de la ecuación (1) en la ecuación (3) da como resultado la ecuación:

$$\mathbf{e}[k] = \mathbf{d}[k] - (\mathbf{D}^T[k] \cdot \mathbf{w}[k])^T \cdot \mathbf{h}[k] \quad (4)$$

Según la forma de realización preferida de la presente invención, la anterior ecuación (4) con sus vectores desconocidos se puede resolver basándose en una aproximación y un procesamiento de adaptación sencilla. La aproximación se puede realizar para un vector gradiente del valor de error $\mathbf{e}[k]$. En particular, se puede determinar un vector gradiente de mínimos cuadrados (LMS). El punto de partida para la determinación de la aproximación del gradiente es la anterior ecuación (4). La siguiente ecuación describe una función de coste $J\{\mathbf{w}[k]\}$ del sistema usada para la aproximación del gradiente:

$$J\{\mathbf{w}[k]\} = E\{\mathbf{e}^2[k]\} = E\{(\mathbf{d}[k] - \mathbf{y}[k])^2\} = E\{(\mathbf{d}[k] - \mathbf{w}^T[k] \cdot \mathbf{D}[k] \cdot \mathbf{h}[k])^2\} \quad (5)$$

Consecuentemente, el vector gradiente de la función de característica del error se puede obtener basándose en una diferenciación parcial de la anterior función de coste del sistema. Esto deriva en la siguiente ecuación:

$$\nabla\{E\{\mathbf{e}^2[k]\}\} = -2 \cdot E\{\mathbf{e}[k] \cdot \mathbf{x}^T[k]\} \quad (6)$$

en la que $\mathbf{x}^T[k]$ indica un vector de dirección del gradiente, el cual se corresponde con una ponderación de la matriz de datos $\mathbf{D}[k]$ con el vector de transferencia $\mathbf{h}[k]$ de la circuitería transmisora 200. Esta situación se puede describir basándose en la siguiente ecuación:

$$\mathbf{x}^T[k] = \mathbf{D}[k] \cdot \mathbf{h}[k] = \mathbf{h}_\tau \cdot \mathbf{d}[k - \tau] = \mathbf{d}[k - \tau] \quad (7)$$

en la que la matriz de datos $\mathbf{D}[k]$ representa una matriz de transformación, la cual gira al vector de transferencia no ideal $\mathbf{h}[k]$ de la circuitería transmisora 200, $\mathbf{h}_\tau$ proporciona el valor de transferencia aproximado del filtro analógico, por ejemplo, $\mathbf{h}_\tau = 1$ (mientras que la totalidad del resto de coeficientes del vector de transferencia se fijan a "0").

La Fig. 3 muestra un ejemplo de implementación de la circuitería de detección de errores de la envolvente 70 de la Fig. 1 basándose en el esquema de configuración de pre-ecualización adaptativa de la Fig. 2B. Debe indicarse que en la Fig. 3, por razones de simplicidad se han omitido el circuito de medición de envolventes 60 y el conversor analógico/digital 65. De este modo, el valor de salida $\mathbf{y}[k]$ de la circuitería transmisora 200 se corresponde con el valor de salida digitalizado del conversor analógico/digital 65.

En la Fig. 3, la señal de salida $\mathbf{y}[k]$ se suministra a un circuito restador 71 el cual genera el valor de error $\mathbf{e}[k]$. Este valor de error $\mathbf{e}[k]$ se suministra a un circuito de adaptación 72 dispuesto para determinar un vector de coeficientes actualizado o nuevo $\mathbf{w}[k + 1]$ para controlar el pre-ecualizador 15. Además, se proporciona un circuito de aproximación 73 para realizar una aproximación de la característica de transferencia o vector de transferencia $\mathbf{h}[k]$ de la circuitería transmisora 200. Por consiguiente, la señal de salida del circuito de aproximación 73 se corresponde con el anterior vector de señal $\mathbf{x}^T[k]$. Teniendo en cuenta el hecho de que en el circuito de aproximación 73 se realiza una aproximación del vector de transferencia $\mathbf{h}[k]$, en el circuito de adaptación 72 únicamente debe determinarse una variable desconocida.

A continuación se describe la obtención del vector de coeficientes de pre-ecualización $\mathbf{w}[k + 1]$.

El vector de la señal $\mathbf{x}^T[k]$ se puede obtener implementando una copia de la característica del filtro analógico de la circuitería transmisora 200 en el circuito de aproximación 73. No obstante, esta opción requeriría además un proceso de identificación de esta característica de filtrado analógico. Como solución simplificada ventajosa, el circuito de aproximación 73 se puede adaptar para implementar la característica del filtro de la circuitería transmisora 200 en forma de un simple bloque o función de retardo. En este caso, el valor de retardo requerido se corresponde con el retardo del filtro analógico τ , es decir, la posición del pico máximo del filtro correspondiente a la característica del filtro analógico de la circuitería transmisora 200. A continuación, este pico máximo se puede sustituir por un valor "1" en el vector de transferencia $\mathbf{h}[k]$, mientras que los otros componentes del vector se pueden fijar a "0".

De este modo, se puede realizar una aproximación de la característica del filtro analógico de la circuitería transmisora 200 mediante un simple filtro FIR (Respuesta Impulsional Finita) con un coeficiente estimado $\underline{h}_r[k] = "1"$ y la totalidad del resto de coeficientes fijados a "0".

5 Esta aproximación deriva en una simplificación de la anterior ecuación (6), de la manera siguiente:

$$\nabla\{E^{\#}\langle e^2[k]\rangle\} = -2 \cdot e[k] \cdot \underline{d}[k-\tau] \quad (8)$$

10 Basándose en la ecuación simplificada (8), los coeficientes del pre-ecualizador 15 se pueden actualizar sobre la base de la siguiente ecuación:

$$\underline{w}[k+1] = \underline{w}[k] + \mu \cdot e[k] \cdot \underline{d}[k-\tau] \quad (9)$$

20 Usando la anterior aproximación, en el circuito de adaptación 72 es posible realizar un cálculo o determinación directos de los coeficientes del pre-ecualizador adaptativo 15.

La Fig. 4 muestra un diagrama de flujo más general de las etapas del anterior esquema de pre-ecualización adaptativa según la forma de realización preferida.

25 En la etapa S101, se determina una diferencia entre la señal de salida $y[k]$ de la circuitería ecualizada, es decir, la circuitería de transmisión 200, y la señal de entrada $d[k]$ de la función de ecualización del pre-ecualizador 15. Esta diferencia se corresponde con el valor de error $e[k]$ y la misma se puede basar en una comparación de las envolventes de las señales tal como se ha explicado anteriormente. No obstante, para obtener la diferencia se puede usar cualquier otro parámetro de la señal. A continuación, en la etapa S102, se realiza una aproximación de la característica de transmisión de la circuitería ecualizada. En este caso, se puede aplicar cualquier aproximación para obtener una de las dos variables desconocidas de la ecuación (4). A continuación, la señal de entrada de la función de ecualización se pondera con la característica de transmisión aproximada (etapa S103). Basándose en la diferencia determinada y en la señal de entrada ponderada, se realiza una aproximación de un gradiente de la diferencia, por ejemplo, basándose en la ecuación (8) (etapa S104). Tras haber obtenido el gradiente de la diferencia, en la etapa S105 se actualizan los valores o coeficientes de control de la función de pre-ecualización basándose en el gradiente aproximado.

35 La presente invención proporciona una propuesta para un planteamiento de pre-ecualización adaptativa el cual se puede usar, por ejemplo, para una característica de filtro analógico de una circuitería transmisora o cualquier otra circuitería de procesamiento de señales. La ecualización se basa en una aproximación, por ejemplo, una aproximación LMS, y no requiere ningún proceso de identificación del sistema con respecto a la característica del filtro analógico, sino que realiza la aproximación de esta característica mediante un simple bloque de retardo. De este modo, se proporciona un planteamiento altamente flexible, ya que no es necesario tener en cuenta las variaciones en la característica de la circuitería transmisora 200. De hecho, se descubren imperfecciones, se realiza un modelo, y el modelo se usa para pre-distorsionar la señal antes de aplicarla a la cadena de transmisores. De este modo, se pueden compensar incluso cambios en la forma de onda de la señal transmitida debidos a imperfecciones de los transmisores. La invención ofrece la opción de aceptar o fomentar especificaciones más estrictas con respecto a la magnitud del valor o vector de error en las futuras normativas. Además, se puede mejorar la tolerancia a la dispersión del retardo por múltiples trayectos reduciendo la interferencia entre símbolos (ISI) que se obtiene como resultado de la ecualización del retardo de grupo. La solución adaptativa propuesta de baja complejidad se adecua muy satisfactoriamente a las necesidades de la producción en masa permitiendo unas mayores tolerancias para las especificaciones. Esto puede derivar en un rendimiento mejorado de la producción.

55 Debe indicarse que la presente invención no se limita a la forma de realización preferida antes descrita sino que se puede usar en cualquier circuitería de procesamiento de señales para reducir distorsiones de la señal. La comparación se puede realizar para cualquier parámetro de la señal adecuado para obtener una diferencia provocada por distorsiones de la circuitería de procesamiento de las señales. De forma similar, los valores de control para controlar el pre-ecualizador se pueden obtener mediante cualquier aproximación adecuada para obtener un gradiente del valor diferencia o valor de error. La pre-ecualización se puede adaptar para ser usada en arquitecturas de tipo heterodino o arquitecturas de conversión directa. La misma también se puede usar para compensar imperfecciones de amplitud, por ejemplo, imperfecciones de amplitud en fase (I) y en cuadratura de fase (Q), para arquitecturas de conversión directa. De este modo, las formas de realización preferidas pueden variar dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Método de pre-ecualización de una característica de transmisión de una circuitería de procesado de señales (200), comprendiendo dicho método las siguientes etapas:

- a) obtener una diferencia entre una señal de salida de dicha circuitería de procesado de señales (200) y una señal de entrada de una función de pre-ecualización (15), en la que dicha señal de entrada se filtra por medio de dicha función de pre-ecualización (15) y la señal de salida de dicha función de pre-ecualización (15) se introduce en dicha circuitería de procesado de señales (200);
- b) calcular una aproximación del gradiente de la esperanza del cuadrado de dicha diferencia basándose en dicha diferencia obtenida y una aproximación de dicha característica de transmisión; y
- c) actualizar valores de control de dicha función de pre-ecualización (15) basándose en dicho gradiente aproximado,
- d) en el que la aproximación de dicha característica de transmisión se realiza en forma de una función de retardo.

2. Método según la reivindicación 1, en el que dicha etapa de aproximación del gradiente comprende la etapa en la que se calcula una aproximación de un vector gradiente de mínimos cuadrados de dicha diferencia.

3. Método según la reivindicación 2, en el que dicho vector gradiente se calcula a partir de una ecuación diferencial parcial de una función de coste del sistema.

4. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha señal de entrada es una señal digital y dicha señal de salida es una señal analógica.

5. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dichos valores de control son coeficientes de un filtro digital adaptativo.

6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el retardo de dicha función de retardo se corresponde con la posición del pico máximo del filtro analógico de dicha característica de transmisión.

7. Método según la reivindicación 6, en el que dicho vector gradiente se calcula usando la siguiente ecuación:

$$\nabla\{E\} = -2e[k] \cdot \underline{d}[k - \tau],$$

en la que

$\nabla\{E\}$ indica dicho vector gradiente,

$e[k]$ indica dicha diferencia obtenida, y

$\underline{d}[k - \tau]$ indica una representación vectorial de dicha señal de entrada ponderada por dicha aproximación por retardo de dicha característica de transmisión.

8. Método según la reivindicación 7, en el que en dicha etapa de actualización se actualizan coeficientes de filtrado basándose en la siguiente ecuación:

$$\underline{w}[k + 1] = \underline{w}[k] + \mu e[k] \cdot \underline{d}[k - \tau],$$

en la que

$\underline{w}[k + 1]$ indica una representación vectorial de coeficientes de filtrado actualizados,

$\underline{w}[k]$ indica una representación vectorial de coeficientes de filtrado actuales, y

μ indica un factor de proporcionalidad predeterminado.

ES 2 287 294 T3

9. Aparato para pre-ecualizar una característica de transmisión de una circuitería de procesado de señales (200), comprendiendo dicho aparato:

- a) unos medios de comparación (71) para obtener una diferencia entre una señal de salida de dicha circuitería de procesado de señales (200) y una señal de entrada de unos medios de pre-ecualización (15), en los que dicha señal de entrada se filtra a través de dichos medios de pre-ecualización (15) y la señal de salida de dichos medios de pre-ecualización (15) se introduce en dicha circuitería de procesado de señales (200);
- b) unos medios de aproximación (72, 73) para calcular una aproximación del gradiente de la esperanza del cuadrado de dicha diferencia basándose en dicha diferencia obtenida y una aproximación de dicha característica de transmisión; y
- c) unos medios de actualización (72) para obtener valores de control suministrados a dichos medios de pre-ecualización (15), basándose en dicho gradiente aproximado;
- d) en los que dichos medios de aproximación (72, 73) están dispuestos para realizar una aproximación de dicha característica de transmisión en forma de una función de retardo (73).

10. Aparato según la reivindicación 9, en el que dichos medios de aproximación (72, 73) están dispuestos para realizar una aproximación de dicho gradiente usando una función de aproximación de mínimos cuadrados.

11. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 9 ó 10, en el que dicha circuitería de procesado de señales es una arquitectura de un transmisor de conversión directa o heterodino (200).

12. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 11, en el que dicho aparato comprende unos medios pre-ecualizadores digitales (15).

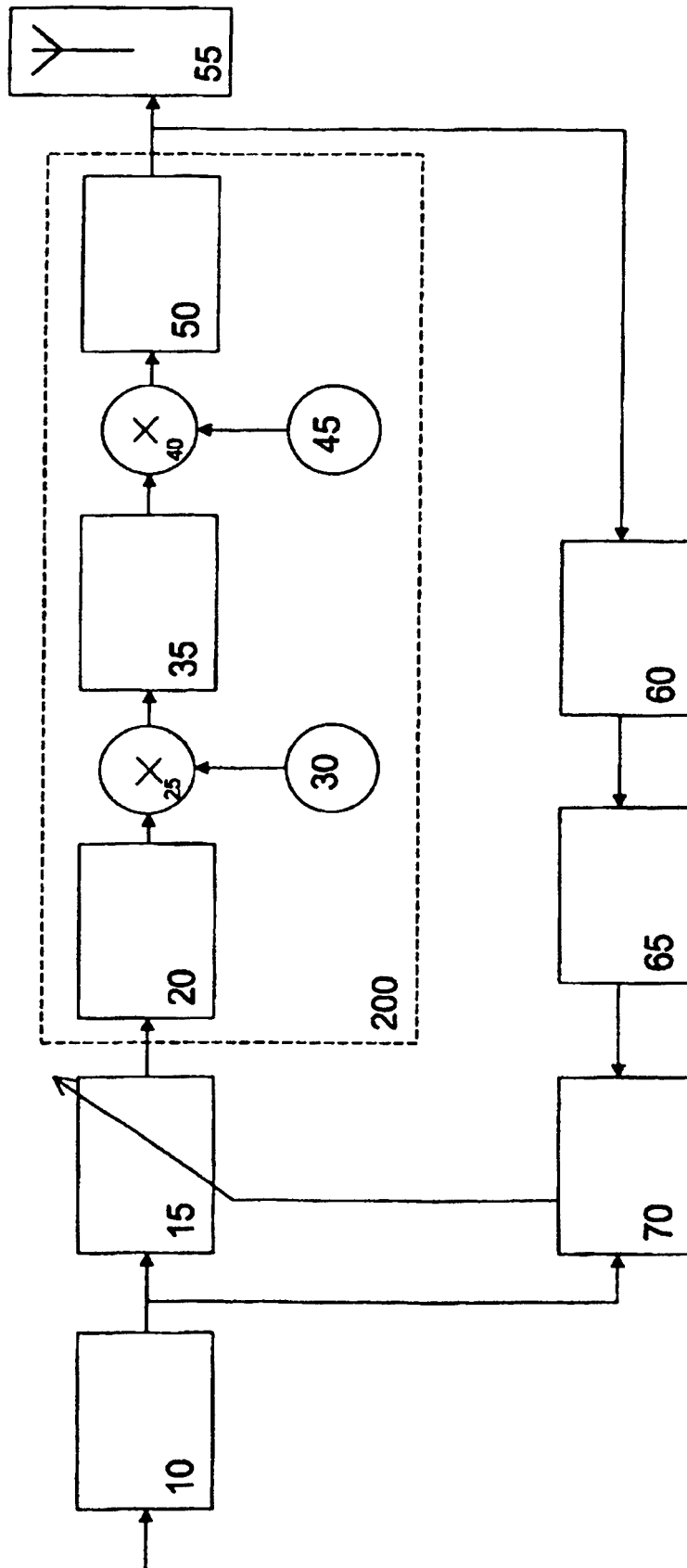
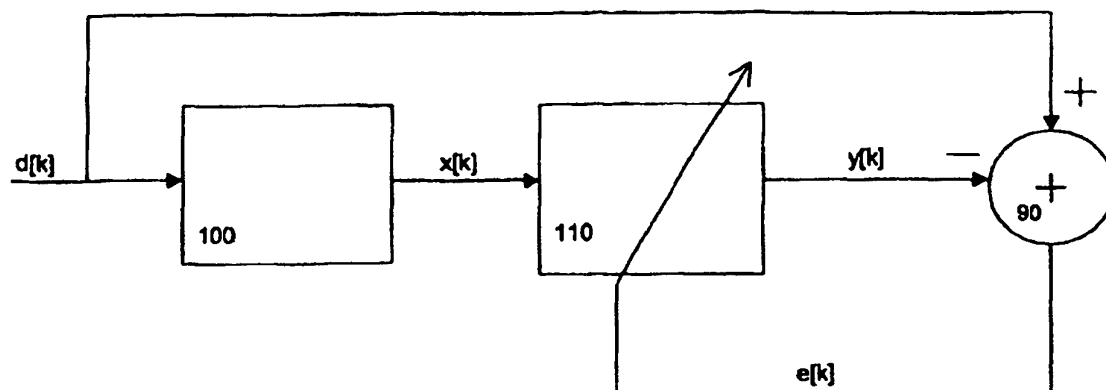


Fig. 1



técnica anterior

Fig. 2A

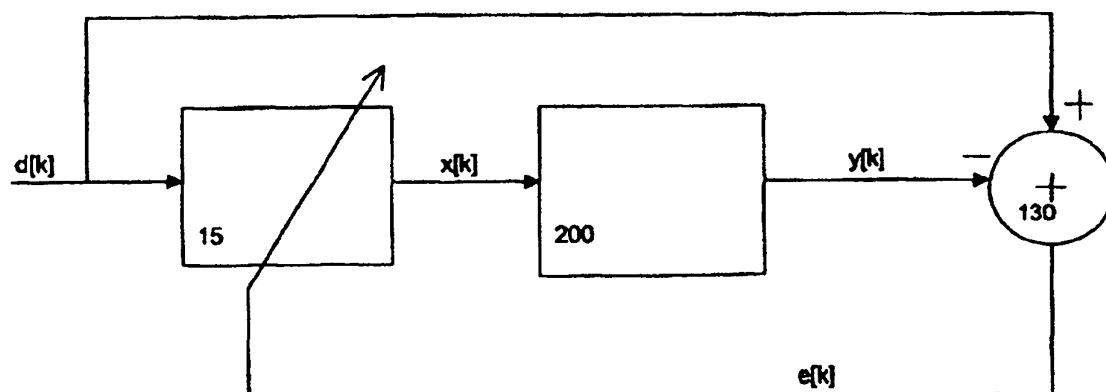
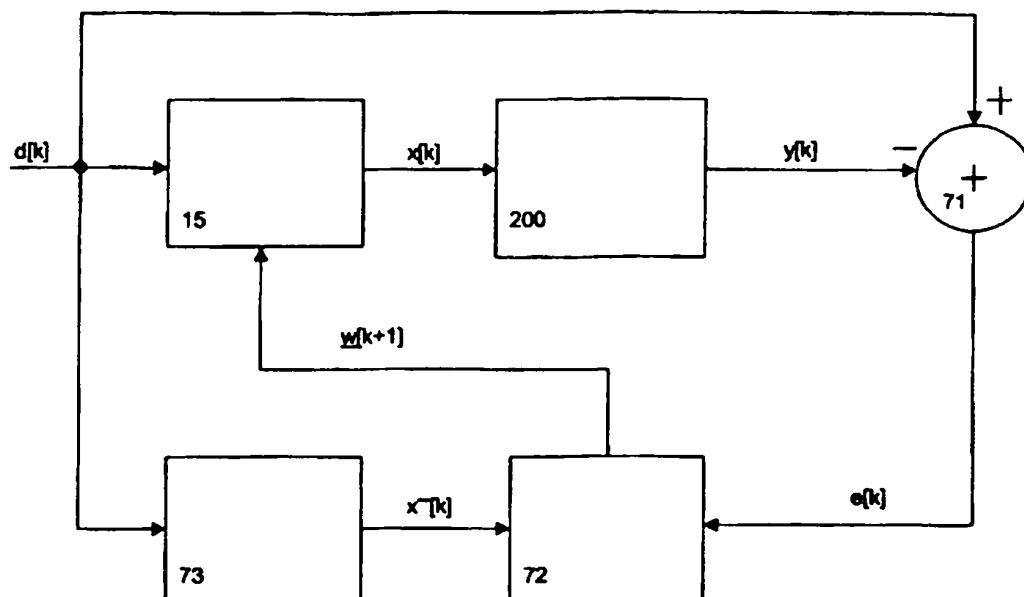
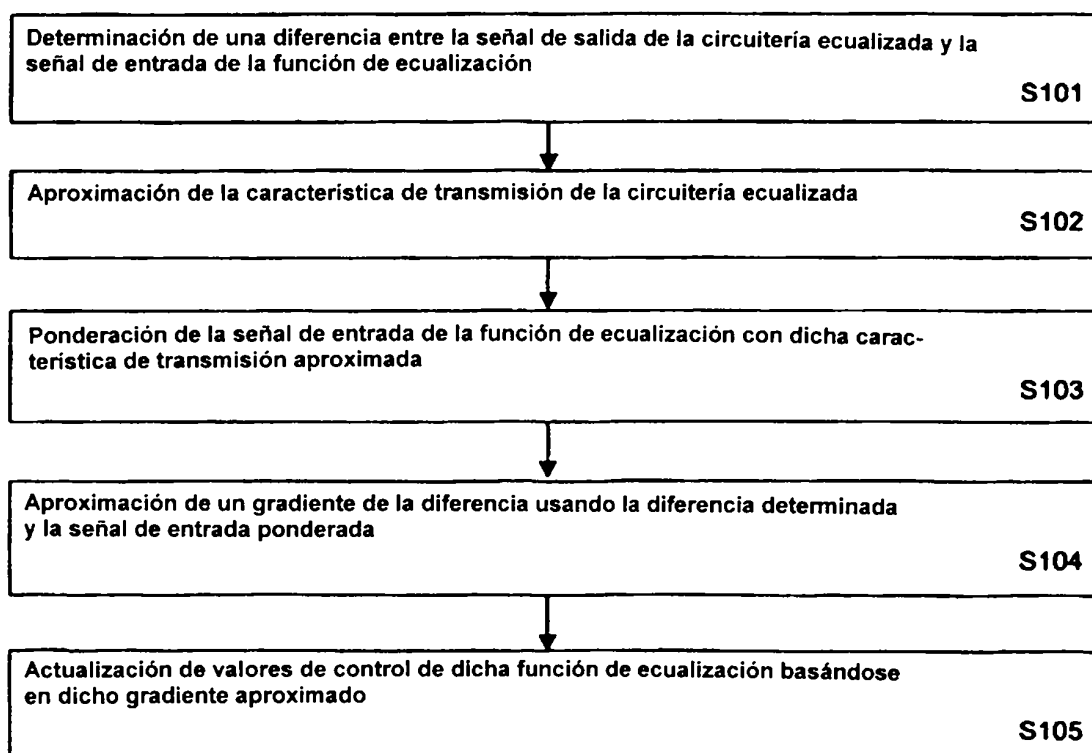


Fig. 2B

**Fig. 3****Fig. 4**