



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① Número de publicación: **2 274 659**

② Número de solicitud: 200400002

⑤ Int. Cl.:
H04B 7/155 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

⑫

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

⑫ Fecha de presentación: **23.12.2003**

⑬ Fecha de publicación de la solicitud: **16.05.2007**

Fecha de la concesión: **09.07.2008**

⑭ Fecha de anuncio de la concesión: **01.08.2008**

⑮ Fecha de publicación del folleto de la patente:
01.08.2008

⑰ Titular/es: **TREDESS 2010, S.L.**
Volta do Castro, s/n
15706 Santiago de Compostela, A Coruña, ES

⑱ Inventor/es: **Prieto Dávila, Alberto;**
Mosquera Nartallo, Carlos;
López Valcarce, Roberto y
Pérez González, Fernando

⑳ Agente: **No consta**

㉑ Título: **Sistema de procesamiento de señales de espectro plano.**

㉒ Resumen:

Sistema de procesamiento de señales de espectro plano. Repetidor de señales de telecomunicación, de particular de señales de televisión digital, constituido por al menos una antena receptora (41) y una antena transmisora (42), un filtro de canal (43), un mezclador (44), un oscilador local (45), un filtro de onda superficial (46) unos amplificadores de FI (47) y (48), un detector (49), un atenuador (411), un mezclador (412), un oscilador local (413), un filtro de canal (414) y un amplificador de salida (415) que incorpora un sistema de procesamiento de señales de espectro plano (1).

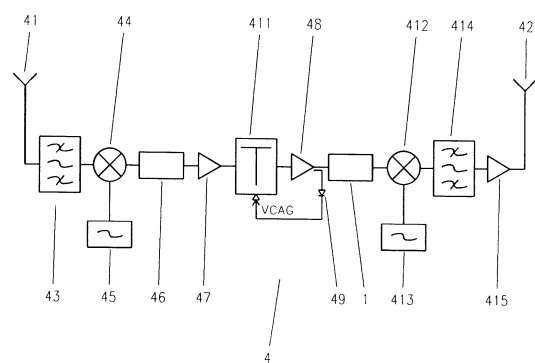


Fig. 2

ES 2 274 659 B2

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 37.3.8 LP.

DESCRIPCIÓN

Sistema de procesado de señales de espectro plano.

5 La presente invención se refiere a un sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación 1.

Ejemplos de señales de espectro plano son los constituidos por señales digitales en cuadratura con filtro conformador de “roll-off” pequeño, señales multiportadora y señales de espectro ensanchado por secuencia directa. Dentro de esta categoría están las señales COFDM, empleadas en la televisión digital terrenal, y las señales de espectro
10 ensanchado empleadas en UMTS, la tercera generación de telefonía móvil.

Todas las alteraciones que sufre una señal desde que es transmitida hasta que es recibida inciden negativamente en la recepción final aumentando la probabilidad de errores; en el caso particular de las señales de espectro plano, gran parte de estas distorsiones se ven reflejadas en su espectro, que deja de ser plano. Así, si la señal llega desde un punto
15 a otro siguiendo dos caminos distintos, es decir, atraviesa un canal multitrayecto, pueden aparecer picos y valles en el espectro cuya magnitud dependerá además de los niveles relativos entre ambas señales recibidas. Por otro lado, si la señal atraviesa un repetidor isofrecuencia, su espectro plano se ve igualmente alterado por la realimentación que se produce desde la salida hasta la entrada del mismo. En este caso se crea un sistema en lazo cerrado que obliga a reducir la ganancia o amplificación del repetidor cuando la atenuación o bloqueo entre su salida y entrada no alcanza
20 el nivel suficiente. Los repetidores isofrecuencia se utilizan, por ejemplo, en las redes de frecuencia única de televisión digital terrenal, que en Europa están basadas en la modulación COFDM.

El problema de realimentación que se produce desde la salida hasta la entrada de los repetidores isofrecuencia ha sido tratado en diversos documentos, así se conocen los documentos de patente EP 0772310 y ES 2160087.

25 Dichas patentes tratan de compensar exclusivamente la realimentación del repetidor de señales COFDM pero no tienen en cuenta las alteraciones previas que sufre una señal de espectro plano desde que es transmitida.

Así uno de los problemas asociados a los repetidores es la realimentación que se produce desde la salida hasta la
30 entrada de los mismos la cual da lugar a un sistema en lazo cerrado que provoca, al igual que las alteraciones que sufre la señal desde que es transmitida hasta que es recibida, que el espectro deje de ser plano y que obliga a reducir la ganancia de los repetidores cuando la atenuación o bloqueo entre la entrada y la salida no alcanza el nivel suficiente. El objetivo de la presente invención es la realización de un sistema de procesado de señales de espectro plano que permita igualar el espectro de la señal y de este modo corregir las distorsiones que la señal sufre entre el transmisor y
35 el repetidor, así como las ocasionadas en el mismo repetidor por motivo de la realimentación.

Dicho objetivo se consigue con un sistema de procesado de señales de espectro plano como el definido en las reivindicaciones.

40 La invención se aplica al procesado de señales para compensar las distorsiones de amplitud que una señal de espectro plano (por ejemplo, una señal digital en cuadratura con factor de “roll-off” pequeño) sufre desde que es transmitida hasta su llegada al receptor.

La invención parte del hecho de que el espectro de la señal es plano en la banda de paso (por ejemplo señales COFDM) y que las distorsiones lineales que padece la señal desde que es transmitida se ven reflejadas en dicho
45 espectro; así el sistema de procesado de señales de espectro plano de la invención aplanará el espectro de la señal permitiendo corregir las distorsiones de la señal.

Un ejemplo de sistema de procesado de señales de espectro plano según la invención está constituido por un
50 primer convertidor de frecuencia que traslada la frecuencia de la señal a otra frecuencia llamada frecuencia intermedia de procesado (por ejemplo la frecuencia original de la señal), un convertidor analógico/digital que convierte la señal analógica a digital, un filtro que es digital y que es adaptativo, un convertidor digital/analógico que convierte otra vez la señal en analógica y un segundo convertidor de frecuencia que devuelve la señal a su frecuencia original donde el filtro digital adaptativo aplanará el espectro de la señal de forma adaptativa, esto significa que la respuesta impulsional del
55 filtro se va ajustando a medida que transcurre el tiempo, para que el espectro de la señal sea plano.

Esto presenta la ventaja de permitir una mejor recepción final de la señal evitando las interferencias tanto producidas por efectos de la realimentación en los repetidores como por efectos del multitrayecto. Por otra parte corregir
60 las distorsiones antes de la llegada de la señal al receptor puede aportar ganancia al sistema, es decir, ofrecer mayor cobertura para la misma potencia transmitida o, equivalentemente, disminuir la potencia necesaria para mantener el mismo grado de cobertura. Finalmente, el carácter adaptativo del filtro permite que éste pueda corregir variaciones del multitrayecto con el tiempo, debidas por ejemplo a cambios en las características de los reflectores que lo causan.

En otro ejemplo según la invención el sistema de procesado de señales de espectro plano está caracterizado porque
65 el segundo filtro digital adaptativo es de respuesta impulsional infinita.

Esto presenta la ventaja de permitir disminuir el número de coeficientes necesarios para el filtro adaptativo, con lo que se reduce notablemente el coste de implementación del sistema.

ES 2 274 659 B2

En un ejemplo de sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención el segundo filtro digital adaptativo se implementa de forma directa.

Esto ofrece la ventaja de permitir una mayor sencillez de implementación.

En otro ejemplo de sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención el segundo filtro digital adaptativo se implementa con una estructura en celosía.

Esto tiene la ventaja de permitir una mayor robustez de la implementación.

Otro ejemplo de sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención está caracterizado porque el segundo filtro digital adaptativo dispone de coeficientes que se adaptan según un algoritmo de Aproximación de Regresión Pseudolineal y/o algunas de sus variantes basadas en funciones signo.

Esto presenta la ventaja de utilizar un algoritmo computacionalmente sencillo, y que al mismo tiempo ofrece unas buenas propiedades de convergencia.

En otro ejemplo de sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención el segundo filtro digital adaptativo que aplanan el espectro de la señal de forma adaptativa actúa sobre las muestras de la señal en una frecuencia intermedia de procesamiento.

Esto presenta la ventaja de permitir reducir la complejidad del sistema.

En otro ejemplo según la invención el sistema de procesamiento de señales de espectro plano está caracterizado porque solo uno de cada M coeficientes del segundo filtro digital adaptativo es distinto de cero, siendo M un número entero mayor o igual que dos.

En otro ejemplo el sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención está caracterizado porque la adaptación de los coeficientes se efectúa a partir de una de cada M muestras de la señal de salida, siendo M un número entero mayor o igual que dos.

En otro ejemplo según la invención un repetidor de señales de telecomunicación, por ejemplo, de señales de televisión digital, está constituido por al menos una antena receptora y una antena transmisora, un filtro de canal, un mezclador, un oscilador local, un filtro de onda superficial, unos amplificadores de FI, un detector, un atenuador, un mezclador, un oscilador local, un filtro de canal y un amplificador de salida, está caracterizado porque incorpora un sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención.

Esto presenta la ventaja de disponer de un repetidor de señales que corrige las distorsiones que la señal sufre en el trayecto entre el transmisor y el repetidor causadas por el multitrayecto, así como las ocasionadas en el mismo repetidor por motivo de la realimentación.

En otro ejemplo según la invención un repetidor de señales de telecomunicación, en particular de señales de televisión digital, que incorpora un sistema de procesamiento de señales de espectro plano está caracterizado porque el retardo del repetidor no varía apreciablemente con respecto al de un repetidor que no incorporase el mencionado sistema de procesamiento.

En un ejemplo no limitativo de sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención éste se aplica al procesamiento de señales necesario para compensar las distorsiones de magnitud que una señal COFDM sufre desde que es transmitida hasta su llegada al compensador objeto de la invención. Para ello hay que mantener el espectro de la señal lo más plano posible en la banda de paso, con el fin de que el receptor final pueda trabajar en las mejores condiciones. Dichas distorsiones son introducidas por el canal de propagación y los posibles elementos amplificadores que puedan encontrar la señal a su paso, tal y como repetidores (también conocidos como Gap-Fillers).

La invención parte del hecho de que el espectro de la señal es plano en la banda de paso y que las distorsiones de amplitud que padece la señal desde que es transmitida se ven reflejadas en dicho espectro; así, el sistema de procesamiento de señales de espectro plano de la invención aplanan el espectro de la señal permitiendo corregir las distorsiones de la señal.

Un ejemplo no limitativo de una posible realización de un sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención se describe con referencias en las figuras adjuntas.

La figura 1 muestra de forma simplificada el recorrido que sigue una señal que atraviesa un repetidor que actúa como amplificador.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un repetidor no regenerativo (o Gap-Filler).

La figura 3 muestra un esquema del sistema de procesamiento de señales de espectro plano según la invención.

ES 2 274 659 B2

La figura 4 muestra un diagrama de bloques del segundo filtro digital adaptativo.

La figura 5 muestra el elemento de filtrado digital.

5 La figura 6 muestra el elemento de adaptación de coeficientes.

En la figura 1 se observa de forma simplificada el recorrido que sigue la señal (por ejemplo, una señal COFDM) desde que sale de la antena 21 del transmisor 2 hasta que es recibida por la antena 61 del receptor 6. En muchos casos, para asegurar una correcta recepción de la señal es necesario la utilización de repetidores (o Gap-Fillers) 4 que amplifiquen la señal hasta un nivel que garantice la cobertura de zonas que de otro modo no tendrían garantizada la adecuada recepción. Como bien puede observarse la señal emitida por una antena transmisora 21 de un transmisor 2 atraviesa un primer canal multitrayecto 3 que une la antena 21 con una antena receptora 41 de un repetidor (o Gap-Filler) 4. Un segundo canal multitrayecto 5 es asimismo atravesado por la señal desde que es transmitida por una antena transmisora 42 del repetidor 4 hasta que es recibida por una antena receptora 61 del equipo receptor 6.

El acoplo que inevitablemente ocurrirá entre la antena receptora 41 y la antena transmisora 42, ambas del repetidor 4, así como las distorsiones producidas en el canal multitrayecto 3 y las propias distorsiones producidas por el repetidor (o Gap-Filler) 4 inciden negativamente en la recepción de la señal. Para mejorar la recepción de la señal estas distorsiones son corregidas mediante un sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 según la invención el cual se ubica en el repetidor (o Gap-Filler) 4 según puede observarse en la figura 2.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un repetidor (o Gap-Filler) 4 con un sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 según la invención. Como bien puede apreciarse la señal procedente de la antena 41 es introducida en un filtro de canal 43 el cual rechaza la frecuencia imagen de la señal de entrada. La señal filtrada se introduce en un mezclador 44 donde es batida con la señal generada por un oscilador local 45. A la salida del mezclador 44 se obtiene la señal en frecuencia intermedia. Esta señal se introduce en un filtro de onda superficial (filtro SAW) 46 que elimina todos los batidos indeseados producidos en el mezclador 44.

La señal en frecuencia intermedia es amplificada mediante los amplificadores de FI 47 y 48 y detectada a la salida de éste último mediante el detector 49. La señal detectada se emplea para generar la tensión de control automático de ganancia VCAG, la cual actúa sobre el atenuador 411 de forma que el nivel de potencia de la señal a la entrada del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 sea constante para todos los valores de señal de entrada dentro del rango dinámico del equipo repetidor 4.

La señal de salida del sistema de procesamiento de señales de espectro plano es introducida en un mezclador 412, donde es batida con la señal del oscilador local 413 de forma que a la salida del mezclador 412 se obtiene la señal en la frecuencia del canal que se desea transmitir.

La señal de salida del mezclador 412 se hace pasar por el filtro de canal 414 encargado de eliminar todos los batidos indeseados, de forma que a su salida aparezca tan solo la señal en la frecuencia que se desea transmitir.

La señal resultante se hace pasar por el amplificador de salida 415 encargado de elevar el nivel de señal hasta el valor adecuado para ser transmitido por la antena transmisora 42.

La figura 3 muestra un esquema del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 según la invención, el cual, como bien puede observarse, esta constituido por un primer convertor de frecuencia 12 que traslada la frecuencia de la señal (por ejemplo 36 Mhz) a otra frecuencia llamada frecuencia intermedia de procesamiento (por ejemplo 11,415 Mhz). La frecuencia intermedia de procesamiento puede coincidir con la frecuencia original de la señal (por ejemplo 36 Mhz). Un convertor analógico/digital 13 de, por ejemplo, 9 bits, que convierte la señal analógica a digital mediante un muestreo con una tasa de, por ejemplo, 45,66 millones de muestras por segundo; las muestras digitales se procesan en un filtro 14 que es digital y que es adaptativo de, por ejemplo, 240 coeficientes de los cuales solo uno de cada tres (a_3, a_6, \dots, a_{240} ; 80 en total) son distintos de cero; un coeficiente adicional b ajusta el nivel de salida. La salida del filtro digital adaptativo 14 se vuelve a convertir a analógica en un convertor digital /analógico 15, también de, por ejemplo, 9 bits, recibiendo muestras a una tasa de, por ejemplo, 45,66 millones de muestras por segundo; por último un segundo convertor de frecuencia 16 devuelve la señal a su frecuencia original (por ejemplo 36 Mhz).

La función de transferencia del filtro digital adaptativo 14 del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 según la invención será de la forma

$$65 \quad H(z) = \frac{b}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

ES 2 274 659 B2

la cual representa una relación entre la salida del filtro 14 (salida [n]) y la entrada del filtro 14 (entrada [n]) a través de una ecuación en diferencias:

$$5 \quad \text{salida}[n] = b * \text{entrada}[n] - \sum_{k=1}^N a_k * \text{salida}[n - k]$$

El coeficiente b servirá para ajustar la ganancia del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 y mantener la potencia de su señal de salida igual a la potencia de su señal de entrada. El resto de coeficientes, a_1, \dots, a_N , servirán para eliminar las distorsiones existentes en la señal como consecuencia del acoplo que ocurrirá entre la antena receptora 41 y la antena transmisora 42 del repetidor 4 así como de las distorsiones producidas en el canal multitrayecto 3 y las propias distorsiones producidas por el repetidor (o Gap-Filler) 4. Dado que la señal tiene espectro plano (por ejemplo, una señal de espectro ensanchado por secuencia directa), la minimización de la potencia de salida del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 equivale a aplanar el espectro de dicha señal, es decir a eliminar los efectos del multitrayecto 3 y el acoplo del repetidor 4.

Para que el filtro digital adaptativo 14 ajuste sus coeficientes sin intervención externa, lo cual hace el sistema más robusto y sencillo de manejar, es necesario un algoritmo de adaptación ciego, es decir carente de referencias externas.

El número de coeficientes N del denominador de la función de transferencia del filtro digital adaptativo 14 debe ser el suficiente para compensar el efecto multitrayecto del canal multitrayecto 3, la propia distorsión de amplitud producida por el repetidor 4 y el acoplo del repetidor 4 en el caso de que este sea isofrecuencia. El retardo del multitrayecto es la máxima diferencia temporal entre los diferentes caminos que sigue la señal desde el transmisor 2 hasta la entrada del repetidor 4. El retardo del repetidor 4 es causado fundamentalmente por el filtro SAW 46. En el caso de repetidor isofrecuencia el tiempo que tarda la señal de salida en realimentarse hasta la antena receptora 41 puede despreciarse con respecto al retardo introducido por el filtro de onda superficial 46. El valor N multiplicado por el período de muestreo al que trabaja el filtro digital adaptativo 14 debe ser mayor que cualquiera de los retardos mencionados.

La solución óptima para el filtro 14 es su implementación mediante un filtro que puede ser inestable. Así en el caso ideal en el que no haya multitrayecto, si el margen de ganancia del repetidor 4 es inferior a cero el filtro 14 óptimo es inestable, siendo el margen de ganancia

$$\text{Margen de Ganancia} = -10 \log (\text{Potencia realimentada/Potencia de entrada})$$

Un margen de ganancia expresado en decibelios negativo indica que vuelve a la antena receptora 41 más potencia de la que entra al repetidor 4. La cancelación de dicho acoplo obliga a que el filtro 14 sea inestable. Esta inestabilidad no impide el correcto funcionamiento del sistema, ya que el lazo completo será estable.

A fin de contar con un algoritmo sencillo computacionalmente, y que al mismo tiempo ofrezca buenas propiedades de convergencia para filtros con realimentación, se ha optado por usar el algoritmo de la Aproximación de Regresión Pseudolineal.

La adaptación de los coeficientes del filtro 14 se pueden representar de manera no limitativa de la siguiente forma:

$$45 \quad a_k[n + 1] = a_k[n] + \mu * s[n] * s[n - k], \quad 1 \leq k \leq N$$

Los N coeficientes de la realimentación son adaptados a través del algoritmo de la Aproximación de Regresión Pseudolineal. La señal $s[n]$ es la salida del filtro 14, cuya potencia debe ser minimizada con el fin de que su espectro sea lo más plano posible. La constante de adaptación μ es un valor que incide en la rapidez de la convergencia y el error residual final en torno a la solución óptima; su valor debe ser escogido adecuadamente. Con el fin de evitar variaciones en la potencia de salida del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 a lo largo de la adaptación, se ajusta el coeficiente b del mismo de la siguiente forma:

$$55 \quad b[n] = \sqrt{1 + \sum_{k=1}^N a_k^2[n]}$$

en donde n se refiere al instante de la adaptación. Esta relación garantiza que las potencias de entrada y de salida del sistema de procesamiento de señales de espectro plano 1 son iguales una vez que éste ha convergido a su valor óptimo. El sistema propuesto funciona con la versión digitalizada de una señal que tenga un espectro plano (por ejemplo, señal COFDM) lo cual condiciona las tasas de muestreo que se pueden emplear en los conversores 12 y 13. Para evitar el uso de filtros digitales, aparte del propio filtro digital adaptativo 14, que complicarían la implementación y causarían retardo, se utiliza una estructura en la que la adaptación de los coeficientes del filtro 14 se realice a una tasa tal que la señal digital ocupe todo el rango de frecuencias digitales $(-\pi, \pi)$ mientras que la operación de filtrado del filtro 14 se efectúa a una velocidad mayor de modo que parte del espectro de la señal digital se encuentra vacío de contenido. Así, por ejemplo, para el caso de una señal de espectro plano cuyo ancho de banda sea B, la frecuencia f_1 (o frecuencia intermedia de procesamiento) a la que habrá que ubicar dicha señal a la entrada del conversor 13 puede ser cualquier valor del siguiente conjunto:

ES 2 274 659 B2

$$f_1 = KB \pm B/2, k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

El caso particular $k = 0$ equivale a trabajar con la señal en banda base, o dicho de otro modo, a un $f_1 = 0$. En este caso la señal es compleja, es decir, es necesario utilizar dos conversores analógicos/digitales.

5 En cuanto a la tasa de muestreo f_s de los conversores 13 y 15, cualquier frecuencia de la forma $f_s = 2*B*M$, siendo M un número entero mayor o igual que uno, evita solapamiento espectral, con lo que es válida.

10 Dentro del conjunto de posibles frecuencias de muestreo resultan más apropiadas aquellas tales que el espectro digital resultante está separado de las frecuencias 0 y π , para de este modo facilitar las operaciones de filtrado de los conversores 13 y 15 y evitar filtros analógicos o digitales excesivamente buenos. De esta forma, el filtrado se realizará a la tasa de $f_s = 2*B*M$ muestras por segundo mientras que la adaptación se realizará a la tasa de $2*B$ muestras por segundo, ya que la operación de adaptación maneja únicamente una de cada M muestras de la salida del filtro 14.

15 Para un caso particular en el que la frecuencia de muestreo es $f_s = 6B$, la frecuencia intermedia de procesado f_1 viene dada por

$$f_1 = 2B - B/2$$

20 que, por ejemplo, para $B = 7,61$ MHz, da $f_1 = 11,415$ MHz.

Esta es la combinación que hace posible el muestreo de la señal en frecuencia intermedia con la tasa más baja posible, y que garantiza la separación del espectro a las frecuencias 0 y π . La señal de entrada al filtro 14 se sobremuestra de tal modo que la señal digital resultante sólo ocupa parte del espectro total digital. Dicha señal no puede ser procesada por el esquema adaptativo, ya que no ocupa toda la banda, e incluso en el caso de distorsión nula, no sería una señal de espectro plano en todo el eje de frecuencias discretas, premisa clave para el buen funcionamiento del esquema propuesto. Sin embargo, con este sobremuestreo se consigue evitar el filtrado de una señal muestreada en el límite de Nyquist, con las distorsiones asociadas. Para el caso particular anteriormente mencionado, el esquema adaptativo funciona sobre la señal a una tasa tres veces menor, con lo que ocupa todo el rango de frecuencias digitales.

30 La ecuación en diferencias anteriormente reseñada se convierte por tanto en la siguiente:

$$\text{salida}[n] = b * \text{entrada}[n] - \sum_{k=1}^N a_k * \text{salida}[n - 3k]$$

35 En una implementación práctica puede ser necesario disminuir levemente la frecuencia de muestreo con respecto a la mencionada anteriormente, con el fin de evitar posibles efectos asociados al nulo espectral en la frecuencia 0 .

La idea de sobremuestrear también se puede aplicar a la señal en banda base. En concreto, las posibles frecuencias de muestreo serían de la forma $f_s = M*B$, $M = 1, 2, 3, \dots$, y el factor de diezmado a la entrada del filtro 14 sería M . La diferencia fundamental radica en el manejo de valores complejos, con lo que el algoritmo de adaptación vendría dado ahora por:

$$a_k[n + 1] = a_k[n] + \mu * s * [n] * s[n - k], \quad 1 \leq k \leq N$$

45 En donde $s^*[n]$ indica el complejo conjugado de $s[n]$.

La figura 4 muestra un diagrama de bloques donde puede observarse los elementos que componen el filtro digital adaptativo 14: un elemento de filtrado digital 141 y un elemento de adaptación de coeficientes 142.

50 Como se observa en la figura 5 el elemento de filtrado digital 141 se compone de una etapa de multiplicación 1411, una etapa de suma y acumulación 1412 y una etapa de retardo 1413.

55 El filtrado consiste en restar al valor de entrada $x[n]$ la suma de cada multiplicación entre los coeficientes y las muestras de salida auxiliares realimentadas: $a_3 * \text{yaux}[n-3] + a_6 * \text{yaux}[n-6] + \dots + a_{240} * \text{yaux}[n-240]$, para el ejemplo concreto en el que el filtro tenga 240 coeficientes, aunque sólo 80 de ellos diferentes de cero.

60 En la etapa de multiplicación 1411 se multiplica cada muestra de salida auxiliar retardada ($\text{yaux}[n-3]$, $\text{yaux}[n-6]$, ..., $\text{yaux}[n-240]$) por el correspondiente coeficiente (a_3 , a_6 , ..., a_{240}), siguiendo con el mismo ejemplo. Estas operaciones se realizan utilizando multiplicadores hardware que toman dos números de 9 bits, interpretados como enteros con signo en complemento a 2 y generan un resultado de 18 bits también como un entero con signo representado en formato complemento a 2. Para optimizar el aprovechamiento del hardware disponible, cada multiplicador realiza tres productos por cada muestra de entrada. Unos multiplexores seleccionan uno de entre tres pares de operandos para cada multiplicador. Este hecho, conjuntamente con el uso de registros de encadenamiento o pipeline, consigue el solapamiento espacial y temporal de las operaciones. Así se realizan 80 multiplicaciones utilizando sólo 27 multiplicadores

65 funcionando al triple de velocidad de la tasa de muestras de entrada. Adicionalmente también se cambia de signo el valor de entrada $x[n]$, multiplicándolo por -1 .

ES 2 274 659 B2

En la etapa de suma y acumulación 1412 se suman los resultados de las multiplicaciones de la etapa anterior, incluido el valor de entrada $x[n]$ con cambio de signo. El uso de los registros de pipeline y el acumulador con puesta a cero permite obtener el valor total de la suma, teniendo en cuenta que cada multiplicador ha realizado 3 operaciones por cada muestra de entrada. Las operaciones anteriores se realizan sin pérdida de precisión, con lo que el resultado es un número representado con 25 bits. Dado que para las siguientes etapas vuelve a ser necesario un valor de 9 bits, un multiplexor selecciona los bits adecuados según la posición de la coma decimal y se realiza un paso a 9 bits con redondeo. Además se cambia el signo del resultado para obtener el valor deseado de $x[n]$ menos el sumatorio de los productos que constituye la salida auxiliar $y_{aux}[n]$ del elemento de filtrado digital 141.

La etapa de retardo 1413 de la salida auxiliar del elemento de filtrado digital 141 consiste en una cadena de registros, donde cada registro transfiere su contenido al siguiente. Se realiza una transferencia simultánea en todos los registros por cada muestra de entrada al filtro. La salida de uno de cada tres registros es accesible obteniéndose, a partir de la salida auxiliar $y_{aux}[n]$ las salidas auxiliares retardadas múltiplos de tres muestras ($y_{aux}[n-3]$, $y_{aux}[n-6]$,..., $y_{aux}[n-240]$). Estas salidas retardadas se realimentan en la etapa de multiplicación.

El producto de la salida auxiliar $y_{aux}[n]$ con el coeficiente b , convertido a un resultado de 9 bits con redondeo, constituye la salida final del filtro adaptativo $y[n]$.

Como bien se aprecia en la figura 6 el elemento de adaptación de coeficientes 142 consta de una etapa de retardo 1421, unos bloques de adaptación 1422, una etapa de suma 1423 y una etapa de raíz cuadrada 1424.

La adaptación de coeficientes consiste en el cálculo de un nuevo conjunto de coeficientes a_3, a_6, \dots, a_{240} y b para el filtrado, a partir de los valores actuales de tales coeficientes y de las muestras de salida actual $y[n]$ y retardadas $y[n-3], y[n-6], \dots, y[n-240]$, para el ejemplo concreto de 80 coeficientes no nulos. Un nuevo valor para el coeficiente a_i se calcula sumando al valor actual de a_i el producto de $y[n]$ por $y[n-i]$, con $i = 3, 6, \dots, 240$, ponderado por un valor constante denominado paso, igual para todos los coeficientes. Este paso es una potencia de dos por simplicidad. El nuevo valor de b se calcula como la raíz cuadrada de 1 más el sumatorio de los nuevos coeficientes a_i al cuadrado.

La etapa de retardo 1421 consiste en una cadena de registros, donde cada registro transfiere su contenido al siguiente por cada muestra de entrada al filtro. La salida de uno de cada tres registros se almacena en un registro adicional que se actualiza una sola vez por cada tres muestras de entrada del filtro. Así, a partir del valor de salida del filtro $y[n]$ se obtienen los valores de salida retardados $y[n-3], y[n-6], \dots, y[n-240]$, pero se actualizan a una tasa tres veces inferior a la tasa de muestreo.

Cada uno de los 20 bloques de adaptación 1422 calcula 4 coeficientes a_i y obtiene su suma al cuadrado para el cálculo del coeficiente b . El núcleo de cada bloque está constituido por el multiplicador. Este multiplicador se utiliza 8 veces por cada nuevo conjunto de 4 coeficientes a_i . Un multiplexor selecciona a la entrada el valor $y[n]$ y el valor $y[n-i]$ correspondiente al coeficiente a_i a actualizar. Un sumador suma el valor actual del coeficiente, representado con 18 bits, con el nuevo incremento y lo almacena en un registro de 18 bits. El nuevo valor del coeficiente sobrescribe el valor anterior. Se ha dispuesto un mecanismo que impide el desbordamiento del registro de cada coeficiente: si el nuevo resultado tras la suma fuese demasiado grande, ese coeficiente no se actualizaría, lo cual reduce la aparición de inestabilidades y transitorios con secuencias de entrada adversas.

Para la adaptación de los coeficientes se utiliza una precisión interna de 18 bits, lo que logra una evolución de la adaptación mucho más precisa y concordante con el modelo teórico. En el filtrado los coeficientes se reducen de 18 a 9 bits.

Aunque dentro de cada bloque de adaptación cada coeficiente a_i de 18 bits se calcula en instantes diferentes, los resultados de 9 bits de todos los coeficientes se capturan simultáneamente en registros independientes una vez por cada tres muestras de entrada al filtro.

Tras el cálculo de cada nuevo coeficiente los multiplexores de entrada del multiplicador seleccionan ese nuevo valor obteniendo su valor al cuadrado. Unos registros de acumulación calculan la suma de los cuatro nuevos coeficientes al cuadrado.

En la etapa de suma 1423 se suman los valores al cuadrado de los nuevos coeficientes a_i más el valor uno. La etapa de raíz cuadrada 1424 toma de la etapa anterior los 16 bits adecuados, de entre los 25 bits resultantes de la suma sin pérdida de precisión, y calcula la raíz cuadrada, obteniendo 8 bits efectivos. El noveno bit, el bit de signo, siempre tiene el mismo valor y no se calcula, ya que se toma el resultado positivo de la raíz, constituyendo el nuevo valor de b .

Lista de referencias

1 Sistema de procesamiento de señales de espectro plano

11

12 Primer Conversor de frecuencia

ES 2 274 659 B2

	13	Convertor Analógico/Digital
	14	Filtro digital adaptativo
5	141	Elemento de filtrado digital
	1411	Etapa de Multiplicación
	1412	Etapa de suma y Acumulación
10	1413	Etapa de retardo
	142	Elemento de adaptación de coeficientes
15	1421	Etapa de retardo
	1422	Bloques de adaptación
	1423	Etapa de suma
20	1424	Etapa de raíz cuadrada
	15	Convertor Analógico/Digital
25	16	Segundo Convertor de frecuencia
	2	Transmisor
	21	Antena del transmisor 2
30	3	Canal multitrayecto Transmisor- Repetidor
	4	Repetidor (ó Gap-Filler)
35	41	Antena receptora repetidor 4
	42	Antena transmisora repetidor 4
	43	Filtro de canal
40	44	Mezclador
	45	Oscilador local
45	46	Filtro de onda superficial
	47	Amplificador
	48	Amplificador
50	49	Detector
	411	Atenuador
55	412	Mezclador
	413	Oscilador
	414	Filtro de canal
60	415	Amplificador de Salida
	5	Canal multitrayecto Repetidor-receptor

65

REIVINDICACIONES

5 1. Sistema de procesado de señales de espectro plano constituido por un, un primer conversor de frecuencia (12) que traslada la frecuencia de la señal a otra frecuencia llamada frecuencia intermedia de procesado, un conversor analógico/digital (13) que convierte la señal analógica a digital, un filtro (14) que es digital y que es adaptativo, un conversor digital/analógico (15) que convierte otra vez la señal en analógica y un segundo conversor de frecuencia (16) que devuelve la señal a su frecuencia original

10 **Caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) aplanar el espectro de la señal de forma adaptativa.

2. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación 1 **caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) es de respuesta impulsional infinita.

15 3. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación anteriores **caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) se implementa de forma directa.

4. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación 1 y 2 **caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) se implementa con una estructura en celosía.

20 5. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicaciones anteriores **caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) dispone de coeficientes que se adaptan según un algoritmo de Aproximación de Regresión Pseudolineal y/o algunas de sus variantes basadas en funciones signo.

25 6. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación 1 **caracterizado** porque el filtro digital adaptativo (14) que aplanar el espectro de la señal de forma adaptativa actúa sobre las muestras de la señal en frecuencia intermedia (frecuencia intermedia de procesado).

30 7. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicación 1 **caracterizado** porque solo uno de cada M coeficientes del filtro digital adaptativo es distinto de cero, siendo M un número entero mayor o igual que dos.

8. Sistema de procesado de señales de espectro plano según reivindicaciones anteriores **caracterizado** porque la adaptación de los coeficientes se efectúa a partir de una de cada M muestras de la señal de salida, siendo M un número entero mayor o igual que dos.

35 9. Repetidor de señales de telecomunicación, en particular de señales de televisión digital, constituido por al menos una antena receptora (41) y una antena transmisora (42), un filtro de canal (43), un mezclador (44), un oscilador local (45), un filtro de onda superficial (46), unos amplificadores de FI (47) y (48), un detector (49), un atenuador (411), un mezclador (412), un oscilador local (413), un filtro de canal (414) y un amplificador de salida (415) **caracterizado** porque incorpora un sistema de procesado de señales de espectro plano (1) como el definido en las reivindicaciones.

40 10. Repetidor de señales de telecomunicación, en particular de señales de televisión digital, según reivindicaciones 9, **caracterizado** porque el retardo del repetidor no varía apreciablemente con respecto al de un repetidor que no incorporase el mencionado sistema de procesado.

45

50

55

60

65

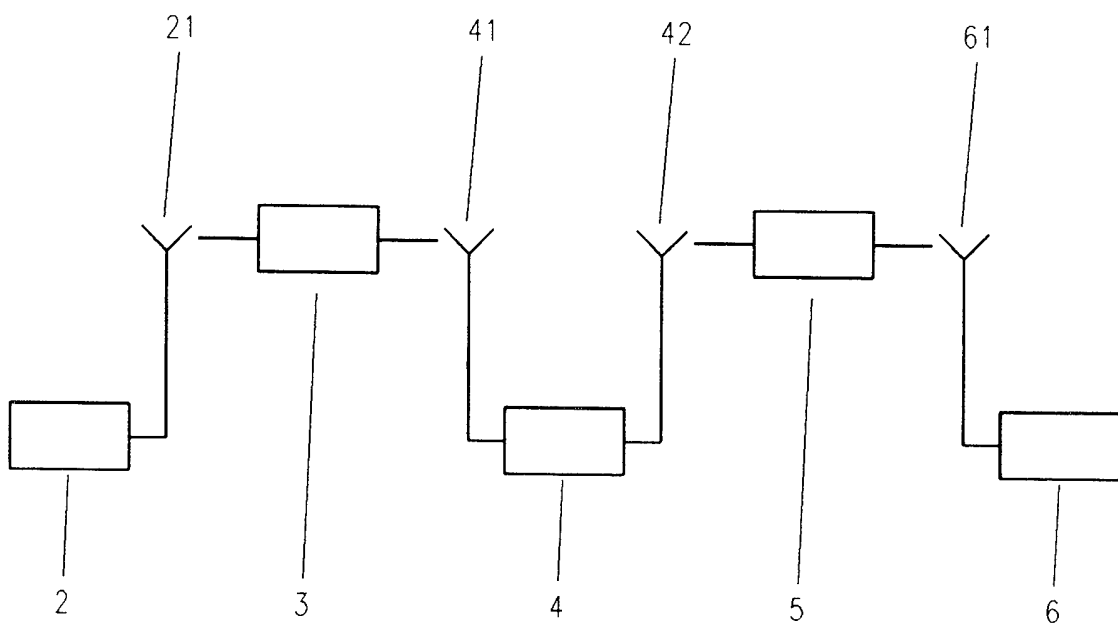


Fig. 1

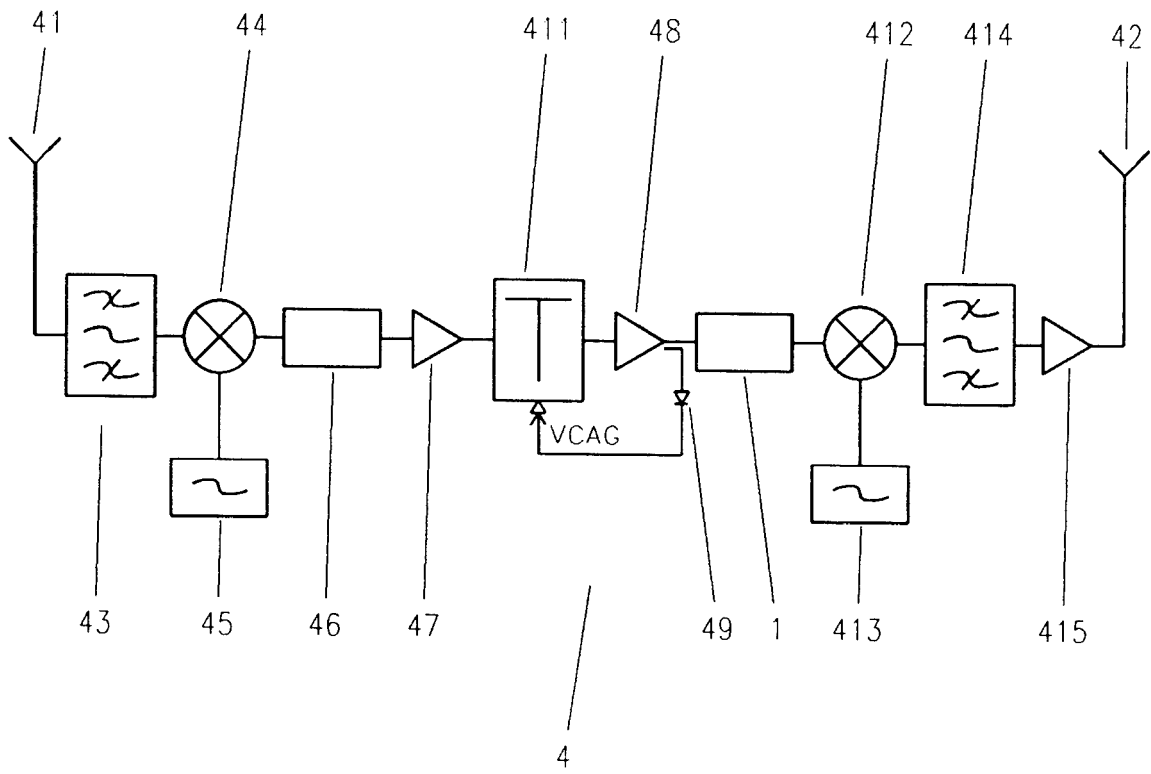


Fig. 2

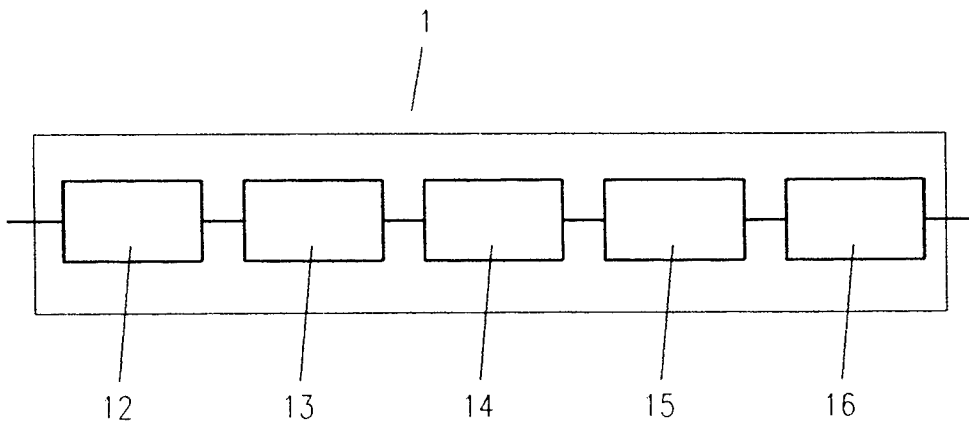


Fig. 3

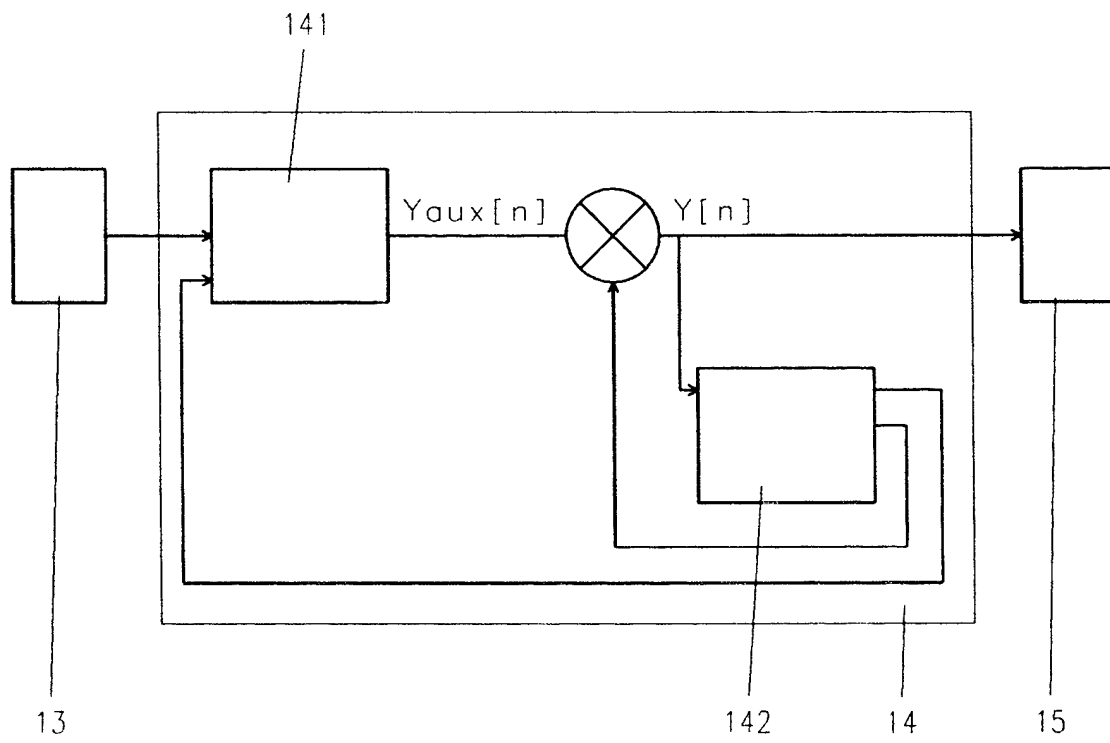


Fig. 4

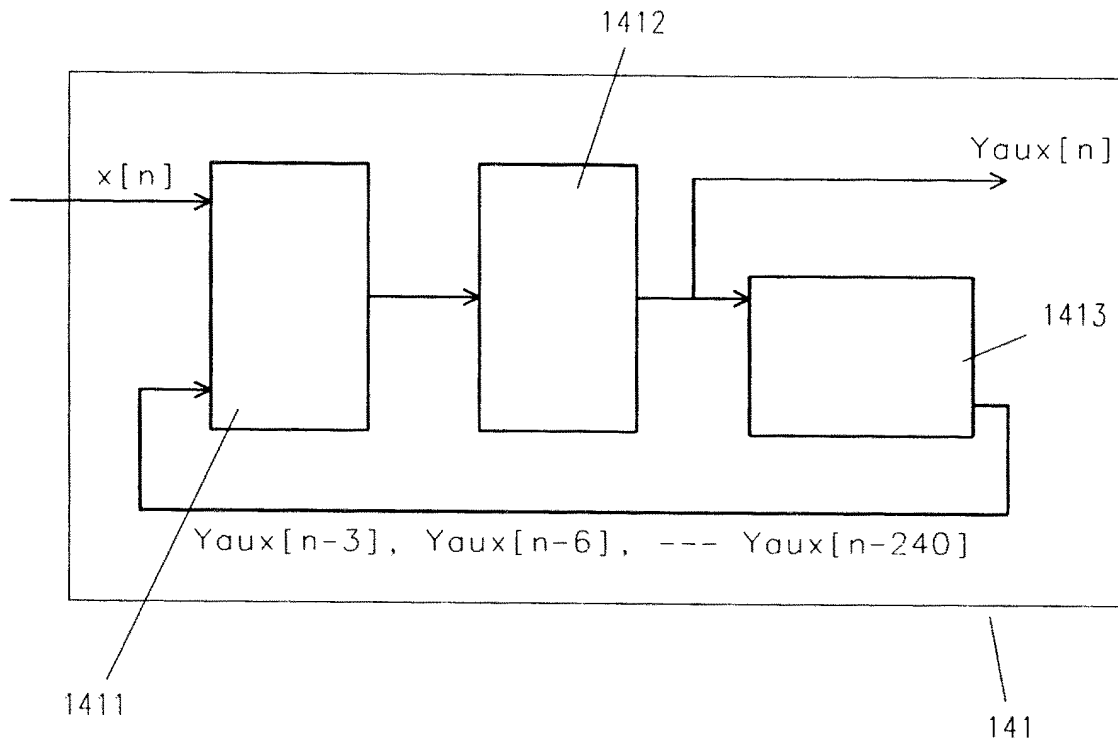


Fig. 5

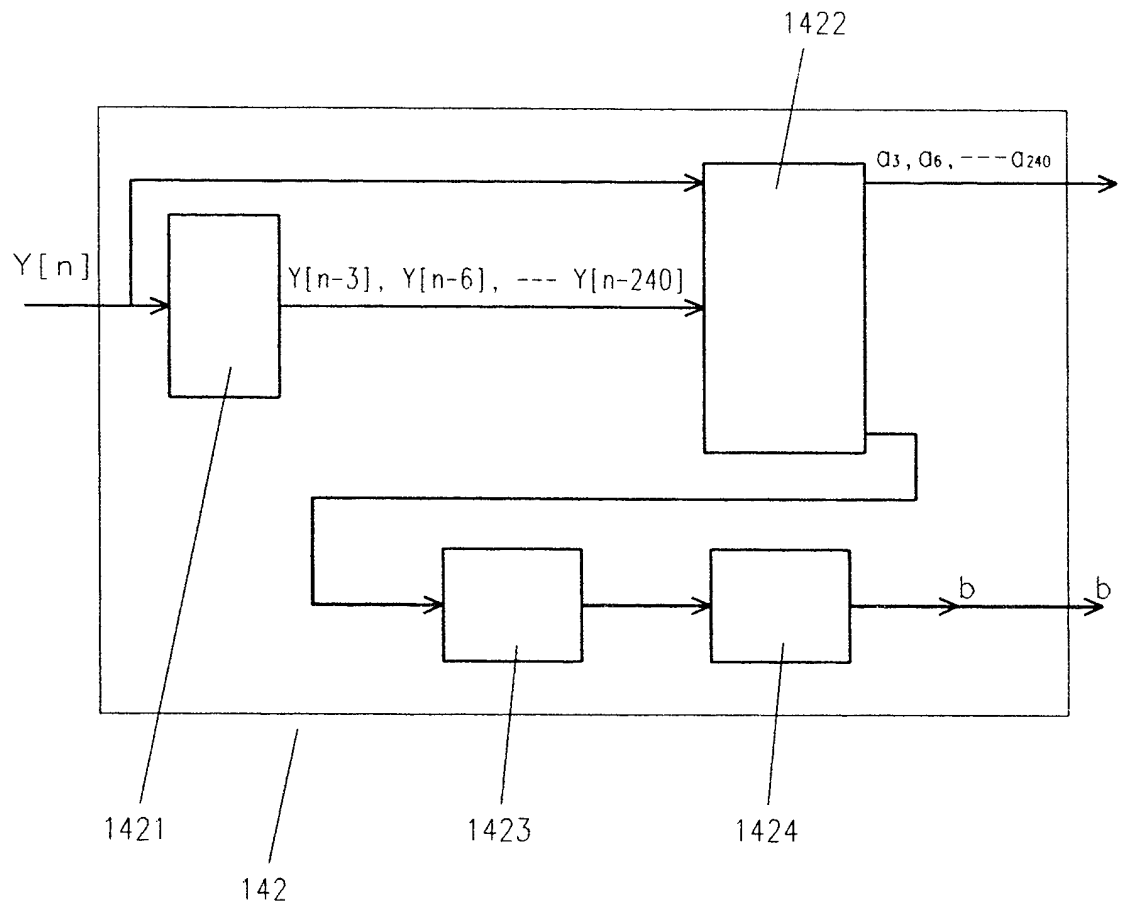


Fig. 6



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① ES 2 274 659

② Nº de solicitud: 200400002

③ Fecha de presentación de la solicitud: 23.12.2003

④ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤ Int. Cl.: **H04B 7/155** (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	EP 1087559 A1 (NIPPON HOSO KYOKAI) 28.03.2001, todo el documento.	1-10
A	EP 1335554 A2 (RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA) 13.08.2003, todo el documento.	1-10
A	EP 0772310 A2 (BRITISH BROADCASTING CORPORATION) 07.05.1997, todo el documento.	1-10

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

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

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

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

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

El presente informe ha sido realizado

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe
20.04.2007

Examinador
J. Botella Maldonado

Página
1/1