

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 621 311**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/155** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04L 25/03** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.12.2004** **E 04030613 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.02.2017** **EP 1555769**

54 Título: **Sistema de procesado de señales de espectro plano**

30 Prioridad:

**23.12.2003 ES 200400002**

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

**03.07.2017**

73 Titular/es:

**TREDESS 2010, S.L. (100.0%)  
RUA LOPE GÓMEZ DE MARZOA, S/N  
15700 Santiago de Compostela, A Coruña, ES**

72 Inventor/es:

**PIETO DAVILA, ALBERTO;  
MOSQUERA NARTALLO, CARLOS;  
LOPEZ VALCARCE, ROBERTO y  
PÉREZ GONZALES, FERNANDO**

74 Agente/Representante:

**LORENZO SOUTO, Jorge**

**ES 2 621 311 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**

Sistema de procesado de señales de espectro plano

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

5 Un ejemplo de las señales de espectro plano lo forman, entre otras, las señales con la modulación COFDM.

Los sistemas de modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) han alcanzado altos niveles de popularidad debido, entre otros factores, a su robustez en entornos de multitrayecto: por ejemplo, los enlaces terrestres de radio. Una señal COFDM puede ser vista como a un conjunto de señales portadoras moduladas por señales complejas. Dichas portadoras se pueden diferenciar fácilmente entre sí, debido a que hay ortogonalidad entre ellas.

10

Una de las características de los sistemas que utilizan la modulación COFDM, como puede ser el sistema de televisión digital terrestre, es que permite la creación de redes de frecuencia única, es decir, no es necesario llevar a cabo una planificación de frecuencias tal y como ocurre, por ejemplo, con los sistemas convencionales de difusión de televisión analógica, que requieren la reemisión de la señal entre los sucesivos repetidores a fin de evitar interferencias. Dicha interferencia estaría causada por las señales emitidas por los diferentes transmisores o repetidores en la misma frecuencia, y que pueden ser recibidas por el mismo receptor, el cual en ese caso procesaría varias copias de la misma señal con diferentes niveles y retardos.

15

La modulación COFDM permite incorporar todas esas copias de la señal bajo ciertas restricciones sin que el sistema deje de funcionar

20

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 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.

25

Uno de los problemas asociados a los repetidores isofrecuencia es la realimentación que se produce desde la salida hasta la entrada del mismo. En este caso se crea un sistema en lazo cerrado que provoca que el espectro deje de ser plano y obliga a reducir la ganancia o amplificación del repetidor cuando la atenuación o bloqueo entre su salida y entrada no alcanza el nivel suficiente.

30

Este problema de realimentación que se produce desde la salida hasta la entrada de los repetidores isofrecuencia ha sido tratado en diversos documentos, como son los documentos EP 0772310 y ES 216008.

Dichas patentes tratan de compensar exclusivamente la realimentación, pero no tienen en cuenta las alteraciones que sufre una señal COFDM desde que es transmitida hasta que es recibida.

5 El documento DE 101 55 179 A1 describe un repetidor con un dispositivo de procesado digital de señal para filtrado paso banda o para la supresión de la oscilación del repetidor que incluye un filtro complejo adaptativo, con un modulador en cuadratura y una pluralidad de componentes adicionales.

10 El documento JP 2002 330112 describe un repetidor de señal digital OFDM en el que en una fase de recepción se convierte una señal recibida en una señal digital en banda base, realiza una detección en cuadratura y una transformada de Fourier discreta, y pone a su salida los datos de portadora de una señal en OFDM. Para esta conversión de frecuencia un módulo con un circuito síncrono proporciona una señal local. En un módulo del proceso de repetición, un circuito de equalización equaliza datos las portadoras de entrada, un circuito de discriminación discrimina los valores de datos de entrada, y un circuito piloto de inserción nuevamente inserta en los datos de la portadora un piloto correcto preparado previamente. Una sección de transmisión realiza una transformada de Fourier Inversa y modulación en cuadratura sobre los datos de la portadora en la que el nuevo piloto está insertada, convierte los datos en una señal OFDM de la frecuencia deseada, transmitiendo posteriormente la señal.

20 El documento JP 2000 031877 describe un sistema de comunicación móvil en el que una estación repetidora recibe señales transmitidas por una estación base en una frecuencia  $f_{A-BS}$  situada en la estación base, las convierte en señales de una frecuencia diferente a la frecuencia  $f_{A-BS}$  y las transmite a una estación móvil con una potencia de transmisión establecida bien por la estación base o bien por la estación móvil. Una marca de información de retransmisión REP se añade a las señales transmitidas por la estación retransmisora y una marca de información de retransmisión MS se añade a las señales transmitidas desde la estación móvil que se comunica con la estación retransmisora.

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 de amplitud que la señal sufre en el sistema.

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

La invención se aplica al procesado de señales para compensar las distorsiones de amplitud que una señal de espectro plano (por ejemplo, las señales COFDM) sufre desde que es transmitida hasta su llegada al receptor.

35 La invención parte del hecho de que el espectro de la señal es plano en la banda de paso (por ejemplo señales COFDM) y de que las distorsiones lineales que sufre la señal desde que es transmitida se ven

reflejadas en dicho espectro, de modo que el sistema de procesado de señales de espectro plano de la invención aplana el espectro de la señal permitiendo corregir las distorsiones de la señal.

5 Un **ejemplo** de sistema de procesado de señales de espectro plano según la invención esta constituido por un primer conversor de frecuencia que traslada la frecuencia de la señal a otra, un conversor analógico/digital que convierte la señal analógica en una digital, un filtro que es digital y adaptativo, un segundo conversor digital/analógico que convierte otra vez la señal en analógica y un segundo conversor de frecuencia que devuelve la señal a su frecuencia original. El filtro tiene una función de transferencia.

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

10 donde H(z) representan la relación entre la salida output[n] y la entrada input[n] del filtro por medio de la siguiente ecuación en diferencias:

$$\text{output}[n] = b * \text{input}[n] - \sum_{k=1}^N a_k * \text{output}[n-k]$$

donde

ak son los coeficientes que representan la eliminación de las distorsiones presentes en la señal

b es el coeficiente que designa el ajuste de la ganancia del sistema de procesado de espectro plano y

15 z es un parámetro variable, en particular la ganancia, pérdida o atenuación del filtro

siendo el filtro un filtro inestable.

20 El sistema según la invención presenta la ventaja de permitir una mejor recepción 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 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, es decir, ofrecer mayor cobertura con la misma potencia de transmisión o, equivalentemente, disminuir la potencia necesaria para mantener el mismo grado de cobertura.

En otro **ejemplo** según la invención, el sistema de procesado de señales de espectro plano está caracterizado por que 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.

Otro **ejemplo** de sistema de procesado de señales de espectro plano según la invención está caracterizado por que 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 procesado 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 procesado.

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

En otro **ejemplo** según la invención el sistema de procesado de señales de espectro plano está caracterizado por que 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 procesado de señales de espectro plano según la invención está caracterizado por que 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, en particular, 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 por que incorpora un sistema de procesado 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 y entre el repetidor y el transmisor causadas por el multitrayecto, así como las ocasionadas en el mismo repetidor por motivo de la realimentación.

En un **ejemplo** no limitativo de sistema de procesado de señales de espectro plano según la invención, éste se aplica al procesado de señales necesario para compensar las distorsiones de amplitud que una señal COFDM sufre desde que es transmitida hasta su llegada al receptor. 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 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 procesado de señales de espectro plano de la invención aplanar el espectro de la señal permitiendo corregir las distorsiones de la señal.

- 5 Un **ejemplo** no limitativo de una posible realización de un sistema de procesado 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).

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

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

La figura 5 muestra el elemento de filtrado digital.

La figura 6 muestra el elemento de adaptación de coeficientes.

- 15 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 de la señal COFDM. 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  
20 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.

- 25 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 los canales multitrayecto 3 y 5, 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 procesado 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.

- 30 La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un repetidor (o Gap-Filler) 4 con un sistema de procesado 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.

## ES 2 621 311 T3

La señal filtrada se introduce en un mezclador 44 donde es mezclada con la señal generada por un oscilador local 45. A la salida del mezclador 44 se obtiene una señal en frecuencia intermedia. Esta señal se introduce en un filtro de onda superficial (filtro SAW) 46 que elimina todas las componentes indeseadas producidas en el mezclador 44.

5 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 VACG, 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.

10 La señal de salida del sistema de procesamiento de señales de espectro plano es introducida en un mezclador 412, donde se mezcla 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 todas las componentes indeseadas, de forma que a su salida aparezca tan solo la señal en la frecuencia que se desea transmitir.

15

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, está constituido por un primer filtro 11 que selecciona la banda de frecuencia de la señal de entrada, un primer convertidor 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 MHz), un convertidor 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 segundo filtro digital adaptativo 14 se vuelve a convertir a analógica mediante un convertidor 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 convertidor de frecuencia 16 devuelve la señal a su frecuencia original (por ejemplo, 36 MHz).

20

25

30

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

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

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:

$$\text{output}[n]=b * \text{input}[n] - \sum_{k=1}^N a_k * \text{output}[n-k]$$

5 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, a1, ..., aN, servirán para eliminar las distorsiones existentes en la señal como consecuencia del acoplo que se producirá de modo inevitable entre la antena receptora 41 y la antena transmisora 42 del repetidor 4, así como de las distorsiones producidas en los canales multitrayecto 3 y 5, y las propias distorsiones producidas por el repetidor (o Gap-Filler) 4. Dado que la señal tiene espectro plano (por ejemplo, las señales COFDM), la  
10 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 de los multitrayectos 3 y 5 y el acoplo del repetidor 4.

15 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 segundo filtro digital adaptativo 14 debe ser el suficiente para compensar el efecto multitrayecto y el acoplo del repetidor 4. 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  
20 fundamentalmente por los filtros filtro 43 y 413. 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 segundo filtro digital adaptativo 14 debe ser mayor que cualquiera de los retardos mencionados.

25 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 existe multitrayecto, si el margen de ganancia del repetidor 4 es inferior a cero, el filtro 14 óptimo es inestable.

El margen dinámico en dB (decibelios) se define como

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

30 Un margen de ganancia expresado en decibelios negativo indica que el lazo formado por el repetidor 4, con acoplo, actúa como un amplificador, lo que significa que a la antena receptora 41 vuelve más potencia de la que entra al repetidor 4. La cancelación de dicho acoplo obliga a que el segundo 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.

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

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

10 Los N coeficientes de la realimentación son adaptados a través del algoritmo de Aproximación de Regresión Pseudolineal. La señal  $s[n]$  es la salida del segundo filtro 14, cuya potencia debe ser minimizada con el fin de que su espectro sea lo más plano posible. La constante de adaptación  $\mu$  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 elegido adecuadamente. Con el fin evitar variaciones en la potencia de salida del sistema de procesado de señales de espectro plano 1 a lo largo de la adaptación, se ajusta el coeficiente b del mismo de la siguiente forma:

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

en donde n se refiere al instante de la adaptación.

15 Esta relación garantiza que las potencias de entrada y de salida del sistema de procesado de señales de espectro plano 1 son iguales una vez que éste ha convergido a su valor óptimo.

20 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 segundo 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 segundo 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 MHz, la frecuencia  $f_1$  (o frecuencia intermedia de procesado) a la que habrá que ubicar dicha señal a la entrada del segundo filtro 14 puede ser cualquier valor del siguiente conjunto:

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

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.

30 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 numero entero mayor o igual que uno, evita solapamiento espectral, con lo que es válida.

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  $\pi$ , 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  $f_s = 2 \cdot B \cdot M$  muestras por segundo mientras que la adaptación se realizará a la tasa de  $2 \cdot B$  muestras por segundo, ya que la operación de adaptación maneja únicamente una de cada  $M$  muestras de la salida del segundo filtro 14.

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

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

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  $\pi$ . La señal de entrada al segundo 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. La ecuación en diferencias anteriormente reseñada se convierte por tanto en la siguiente:

$$\text{output}[n] = b \cdot \text{input}[n] - \sum_{k=1}^n a_k \cdot \text{output}[n-3k]$$

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  $f_s = M \cdot B$ ,  $M = 2, 3, \dots$ , y el factor de diezmado a la entrada del segundo 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:

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

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 segundo filtro digital adaptativo 14: un elemento de filtrado digital 141 y un elemento de adaptación de coeficientes 142.

5 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.

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:  $a_3*y_{aux}[n-3] + a_6*y_{aux}[n-6] + \dots + a_{240}*y_{aux}[n-240]$ , para el ejemplo concreto en el que el filtro tenga 240 coeficientes, aunque sólo 80 de ellos diferentes de cero.

10 En la etapa de multiplicación 1411 se multiplica cada muestra de salida auxiliar retardada ( $y_{aux}[n-3]$ ,  $y_{aux}[n-6]$ , ...,  $y_{aux}[n-240]$ ) por el correspondiente coeficiente ( $a_3$ ,  $a_6$ , ...,  $a_{240}$ ). 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.

15 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 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, cuya representación varía, dependiendo del modo, de acuerdo con la posición del punto decimal utilizada.

20

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 constituyen la salida auxiliar  $y_{aux}[n]$  del elemento de filtrado digital 141.

25

30 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 ( $y_{aux}[n-3]$ ,  $y_{aux}[n-6]$ , ...,  $y_{aux}[n-240]$ ).

35 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.

5 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 un  
10 valor pequeño  $\gamma$ , en este caso, se ha considerado un valor positivo, inferior a la unidad y 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  
15 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  
20 se utiliza 8 veces por cada nuevo conjunto de 4 coeficientes. Un multiplexor selecciona a la entrada el valor  $y[n]$  y el valor  $y[n-i]$  correspondiente al coeficiente  $a_i$  a actualizar. A partir del resultado, otro multiplexor selecciona el número de bits adecuado para la posición del punto decimal y el paso del modelo planteado. 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  
25 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 consigue una evolución de la adaptación mucho más precisa y concordante con el modelo teórico. En el filtrado los  
30 coeficientes se reducen de 18 a 9 bits, con redondeo, y también se utiliza con una precisión de 9 bits para el cálculo de  $b$ , pero son redondeo, para acelerar el cálculo.

Aunque dentro de cada bloque de adaptación cada coeficiente  $a_i$  de 18 bits se calcula en instantes diferentes dentro de cada bloque de adaptación, 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.

5 En la etapa de suma 1423 se suman los valores al cuadrado de los nuevos coeficientes  $a_i$  más el valor uno, correspondiendo a la posición del punto decimal.

En este caso, los registros pipeline no son necesarios, puesto que sólo es necesaria una operación por cada 3 muestras de entrada, y el esquema adoptado es suficientemente rápido para realizar la operación entera en un único ciclo, sin necesidad de realizarlo en varios ciclos.

10 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  $b$ . La raíz cuadrada se calcula de forma combinada, en un único ciclo, y enlaza con la etapa de suma sin la necesidad de utilizar registros pipeline, ya que ambas operaciones se pueden realizar en el tiempo entre tres muestras de entrada al filtro.

**Lista de referencias**

	1	Sistema de procesado de señales de espectro plano
	11	Primer filtro
	12	Primer Conversor de frecuencia
5	13	Conversor Analógico/Digital
	14	Segundo filtro digital adaptativo
	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
	1421	Etapa de Retardo
	1422	Bloques de adaptación
	1423	Etapa de suma
15	1424	Etapa de raíz cuadrada
	15	Conversor Analógico/Digital
	16	Segundo Conversor de frecuencia
	2	Transmisor
	21	Antena del transmisor 2
20	3	Canal multitrayecto para el Transmisor- Repetidor
	4	Repetidor (ó Gap-Filler)
	41	Antena receptora repetidor 4
	42	Antena transmisora repetidor 4
	43	Filtro de canal
25	44	Mezclador
	45	Oscilador local
	46	Filtro de onda superficial
	47	Amplificador
	48	Amplificador
30	49	Detector
	411	Atenuador
	412	Mezclador
	413	Oscilador
	414	Filtro de canal
35	415	Amplificador de Salida
	5	Canal multitrayecto del Transmisor- Repetidor

**REIVINDICACIONES**

1. Sistema de procesamiento de señales de espectro plano que comprende
- un primer convertor de frecuencia (12) que traslada una primera frecuencia de señal (f2) a una segunda frecuencia (f1),
  - 5 - un convertor analógico/digital (13) que convierte una señal analógica (sa) en una digital (sd),
  - un filtro (14) que es digital y adaptativo,
  - un segundo convertor digital/analógico (15) que la señal digital (sd) a una señal analógica (sa), y
  - un segundo convertor de frecuencia que devuelve la señal (sa) a su frecuencia original(f2)
- caracterizado por
- 10 - que el filtro (14) tiene una función de transferencia.

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

donde H(z) representa la relación entre la salida del filtro (14) output[n] y la entrada del filtro (14) input[n] por medio de la siguiente ecuación en diferencias:

$$\text{output}[n] = b * \text{input}[n] - \sum_{k=1}^N a_k * \text{output}[n-k]$$

15 donde

- ak son los coeficientes que representan la eliminación de las distorsiones presentes en la señal
- b es el coeficiente que designa el ajuste de la ganancia del sistema de procesamiento de espectro plano (1) y
- 20 z es un parámetro variable

y

- que el filtro (14) dispone de coeficientes que se adaptan según un algoritmo de aproximación de regresión pseudolineal.

25

2. Sistema de procesamiento de señales de espectro plano (1) según la reivindicación número 1

caracterizado por

30

- que el filtro (14) está implementado mediante una estructura en lazo.

3. Sistema de procesamiento de señales de espectro plano (1) según las reivindicaciones anteriores

35

caracterizado por

- que únicamente uno de los coeficientes del filtro (14) es distinto de cero.

4. Sistema de procesado de señales de espectro plano (1) según las reivindicaciones anteriores

caracterizado por

5

- que el coeficiente de adaptación se realiza únicamente uno de los coeficientes del filtro (14) es distinto de cero.

5. Repetidor de telecomunicaciones (4) constituido por

10

- 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), amplificadores de FI (47, 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)

15

caracterizado por

- que incluye un sistema de procesado de señales de espectro plano (1) como el descrito en las reivindicaciones anteriores.

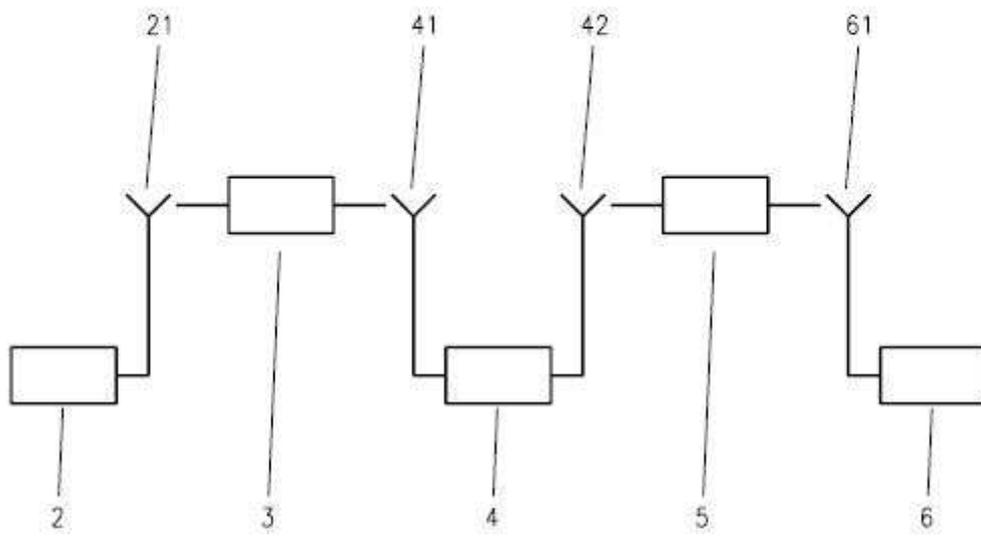


Fig. 1

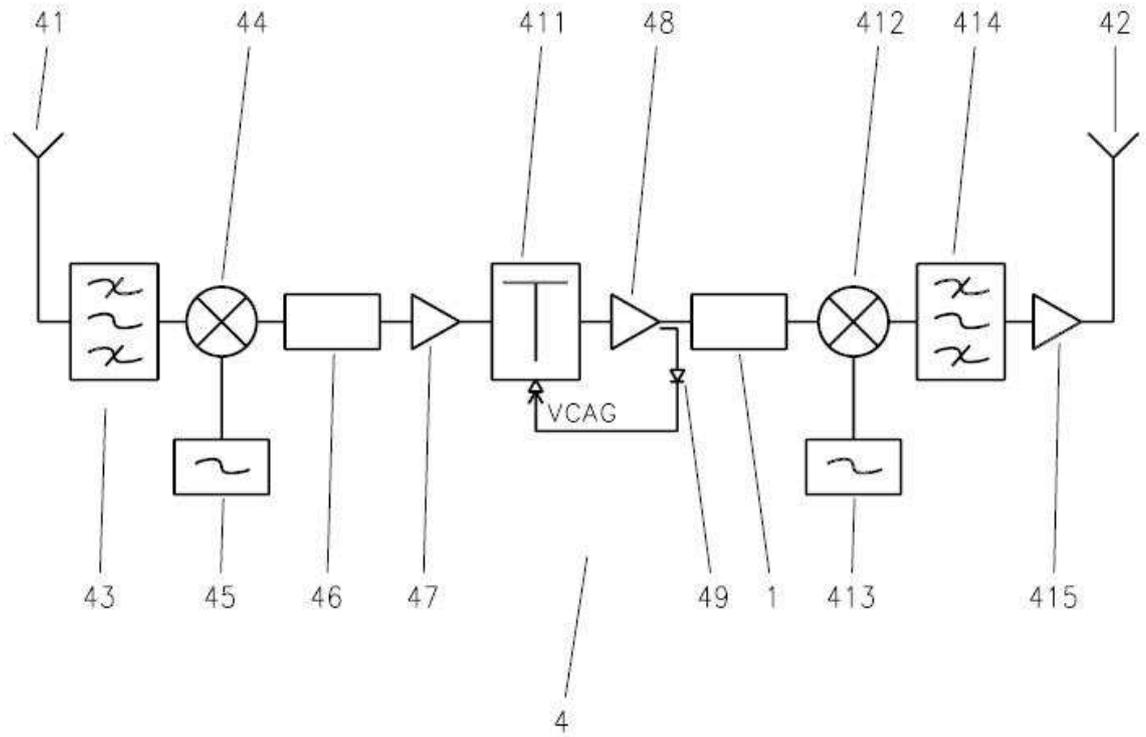


Fig. 2

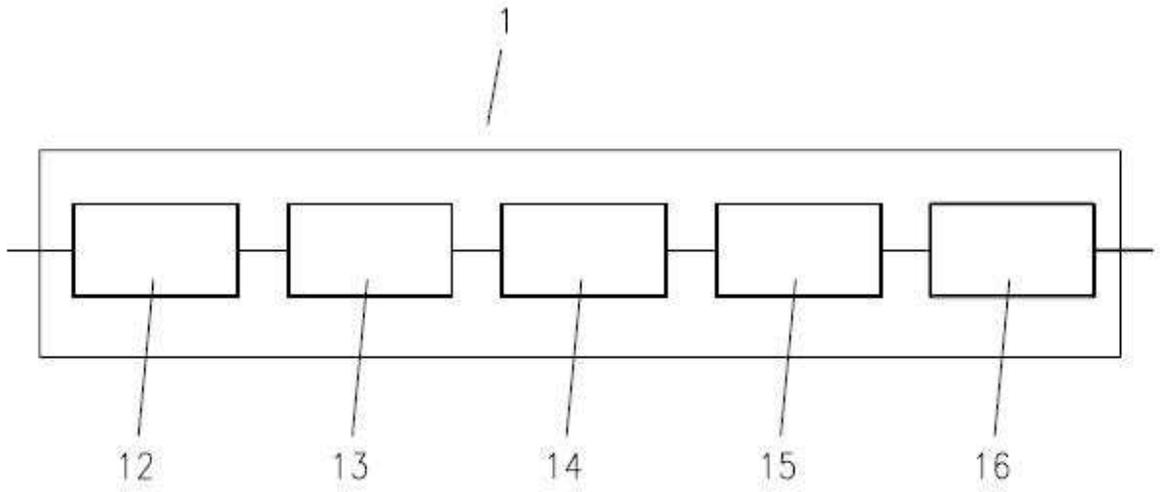


Fig. 3

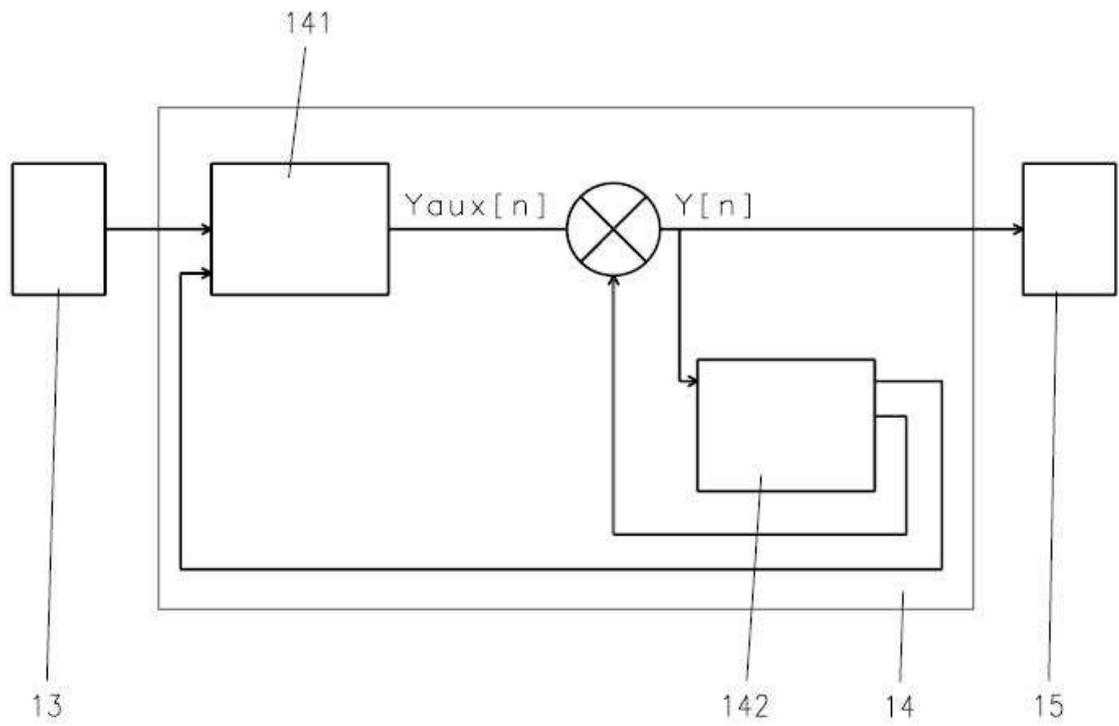


Fig. 4

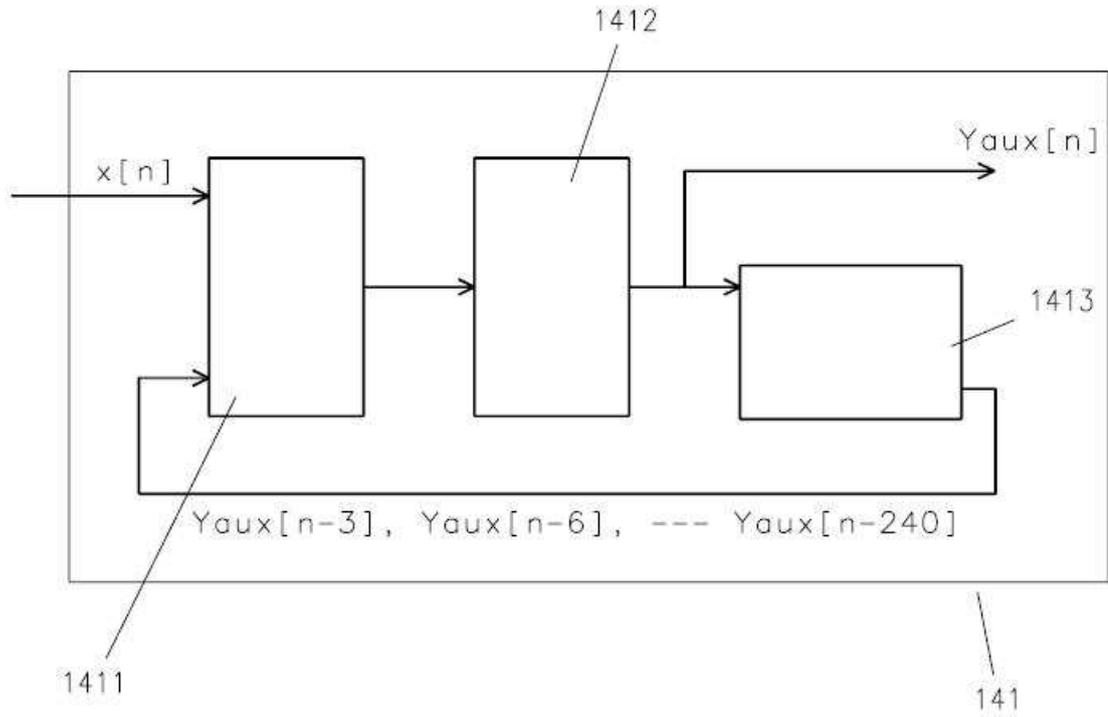


Fig. 5

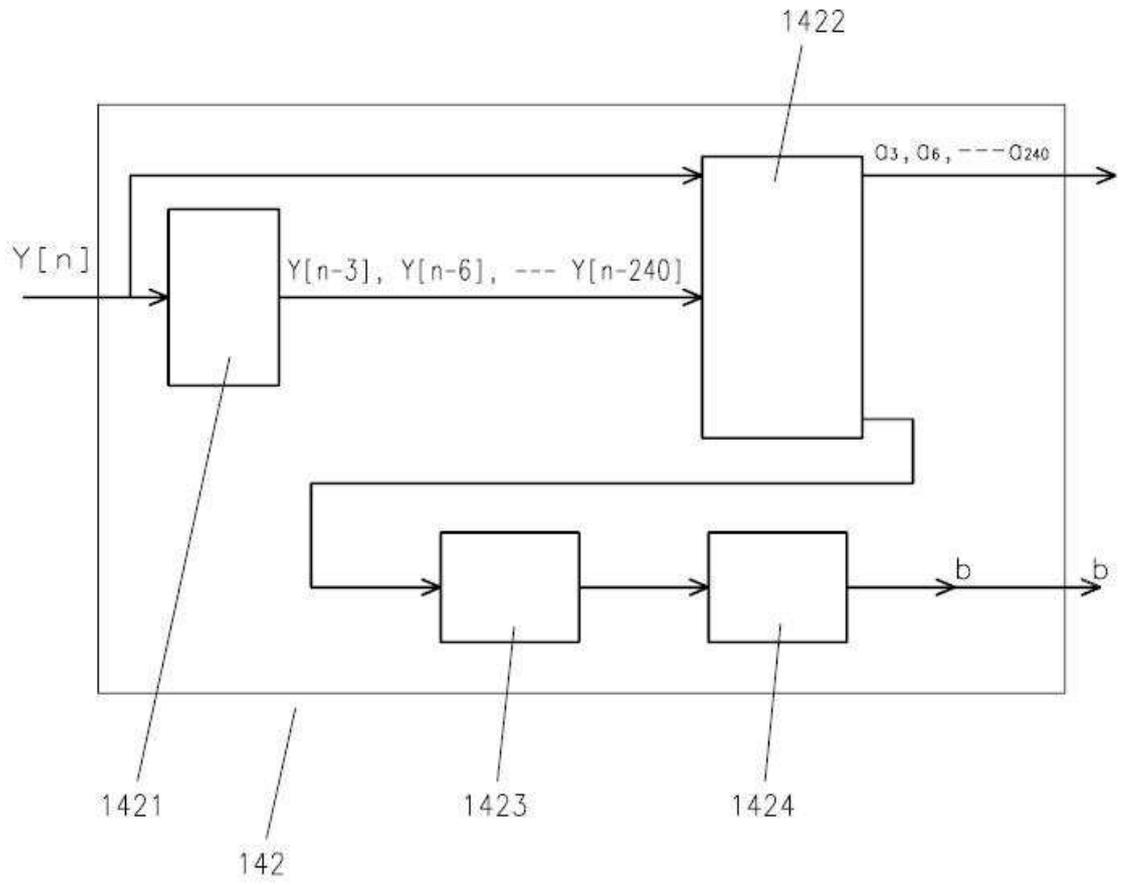


Fig. 6