



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① Número de publicación: **2 332 347**

② Número de solicitud: 200801683

⑤ Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)

⑫

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

⑫ Fecha de presentación: **04.06.2008**

⑬ Fecha de publicación de la solicitud: **02.02.2010**

Fecha de la concesión: **15.06.2010**

⑮ Fecha de anuncio de la concesión: **01.07.2010**

⑯ Fecha de publicación del folleto de la patente:
01.07.2010

⑰ Titular/es: **Universidad de Alcalá
Plaza de San Diego, s/n
28801 Alcalá de Henares, Madrid, ES**

⑱ Inventor/es: **Cruz Roldán, Fernando;
Blanco Velasco, Manuel;
Amo López, Pedro y
Sáez Landete, José B.**

⑳ Agente: **No consta**

⑳ Título: **Procedimiento de transmisión (modulación) y recepción (demodulación) de señales en sistemas de comunicación con modulación multiportadora DFT y transmultiplexadores basados en bancos de filtros modulados en seno y/o coseno, dispositivos para transmitir y recibir.**

㉑ Resumen:

Procedimiento de transmisión (modulación) y recepción (demodulación) de señales en sistemas de comunicación con modulación multiportadora DFT y transmultiplexadores basados en bancos de filtros modulados en seno y/o coseno, dispositivos para transmitir y recibir.

Procedimiento de transmisión (modulación) y recepción (demodulación) de señales en sistemas de comunicación con modulación multiportadora DFT y transmultiplexadores basados en bancos de filtros modulados en seno y/o coseno y los correspondientes dispositivos para transmitir y recibir las señales, para uno o múltiples usuarios, con una o múltiples etapas de transmisión y de recepción. La modulación multiportadora implementada a través de algoritmos rápidos de la DFT (directa e inversa), está embebida en un transmultiplexador basado en bancos de filtros. Cuando los bancos de filtros de análisis y de síntesis se obtienen mediante determinadas modulaciones coseno y/o seno, se deducen implementaciones eficientes que engloban bloques de operaciones matriciales y de transformación (discreta del coseno y/o del seno, en cualquiera de sus variantes y que pueden ser implementadas también mediante algoritmos eficientes), y bloques de filtrado polifase, estructuras en celosía, y/o estructuras en mariposa.

ES 2 332 347 B2

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 40.2.8 LP.

DESCRIPCIÓN

Procedimiento de transmisión (modulación) y recepción (demodulación) de señales en sistemas de comunicación con modulación multiportadora DFT y transmultiplexadores basados en bancos de filtros modulados en seno y/o coseno, dispositivos para transmitir y recibir.

Sector de la técnica

La invención se encuentra enmarcada en el sector de las telecomunicaciones. Ejemplos ilustrativos no limitativos de utilidad de la invención pueden ser: comunicaciones de banda ancha (xDSL (Digital Subscriber Line), Wi-Fi (Wireless Fidelity), WiMax (Wireless Interoperability for Microwave Access)) y ultra-ancha (Ultra-Wide Band), redes mesh, radiodifusión digital de audio (DAB) y de Video (DVB) -radiodifusión de televisión digital terrestre-, comunicaciones móviles (FLASH-OFDM, multicarrier-CDMA (Code Division Multiple Access)), comunicaciones a través de la red eléctrica convencional (Power Line Communications), Sistemas Software-Defined Radio, sistemas Cognitive Radio, sistemas que empleen OFCDM (orthogonal-frequency and code-division multiplexing), etc. En definitiva, todas aquellas técnicas que empleen modulación multiportadora en alguna de sus etapas.

Estado de la técnica

Las técnicas de acceso al medio basadas en la modulación multiportadora (MCM), entre las que se encuentran OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - múltiplex por división en frecuencia ortogonal) para sistemas inalámbricos, y DMT (Discrete Multitone Modulation - modulación multitono discreta) para tecnologías xDSL (Digital Subscriber Line - línea de abonado digital), van a aumentar su implantación en las futuras generaciones de sistemas de comunicación de banda ancha. Entre sus principales ventajas, se pueden citar su efectividad para combatir el efecto multitrayecto o los desvanecimientos selectivos en frecuencia. Además, cuando se trata de canales que varían lentamente con el tiempo, se puede mejorar el rendimiento del sistema con un incremento significativo de la tasa de transmisión por subportadora. Bien es cierto que MCM no está exenta de inconvenientes, los cuales deben ser solventados en los próximos años: sincronización en tiempo, y especialmente en frecuencia, elevada relación entre la potencia de pico y la potencia promedio (PAPR) y el comportamiento frente a interferencias de banda estrecha [Go106]. Uno de las principales características de este invento consiste en la mejora de algunas de estas deficiencias, aportando varias soluciones novedosas que denominamos modulación multiportadora embebida (Embedded Multicarrier Modulation) acrónimo E-MCM.

MCM ha sido recomendada en numerosos estándares para transmisión de datos en sistemas de comunicación de banda ancha. A modo de ejemplo, es la modulación que se recomienda en el estándar IEEE802.11 a/g para transmisión de datos en redes de área local inalámbricas. Dicho estándar, presenta diferentes tasas de transmisión, que van desde los 6 a los 54 Mbps, las cuales se consiguen modificando el codificador convolucional y el tipo de modulación. Sin embargo, cuando el medio presenta una baja SNR, el comportamiento se deteriora considerablemente. A este deterioro también contribuye el hecho de que las bandas de frecuencia de transmisión se sitúan sobre los 2,4 y 5 GHz, las cuales son bandas que no necesitan licencia y que se comparten con otros dispositivos, apareciendo en ocasiones interferencias indeseadas.

Esta modulación también ha sido adoptada en un gran número de estándares: DAB -Digital Audio Broadcasting, DVB -Digital Video Broadcasting, las redes inalámbricas de área local (WLAN), -basadas en los estándares IEEE 802.11a y g e IEEE802.16, ETSI BRAN HIPERLAN/2-, o la transmisión de datos sobre bucle de abonado digital asimétrico (ADSL, ADSL2 y ADSL2+) y de muy alta velocidad (VDSL). La figura 1 muestra la estructura del transmisor y del receptor que habitualmente se utiliza en modulación multiportadora. En su etapa transmisora, consta de un bloque que efectúa una transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) de M puntos -donde M es el número de subcanales o subportadoras-, habitualmente implementada a través de algoritmos rápidos (Inverse Fast Fourier Transform - IFFT). Así mismo, también hay un convertidor paralelo serie para conformar una señal y, que puede ser transmitida o procesada a través de otros sistemas. La etapa de recepción, por su parte, está conformada por un convertidor serie/paralelo, y posteriormente un bloque que efectúa la transformada discreta de Fourier (DFT), también implementada habitualmente a través de algoritmos rápidos (FFT) que conllevan un ahorro en el número de operaciones que hay que realizar para obtener la señal de salida resultante. La figura 2 muestra un ejemplo ilustrativo no limitativo de realizar los convertidores Paralelo/Serie y Serie/Paralelo. Algunas otras implementaciones equivalentes se pueden encontrar en [Aka96, cap. 2]. La notación, y representación de los elementos que se emplean en estas figuras es idéntica a la que se utiliza en [Vai93], tanto para los elementos de retardo como para los bloques de diezmado y de interpolación.

Es bien conocido que la DFT se puede interpretar desde la teoría de bancos de filtros: es un banco de filtros modulado exponencialmente, en el que el filtro prototipo es una ventana rectangular de longitud M [Vai93, Mit01]. Concretamente, cada uno de los filtros del banco presenta una discriminación muy limitada (13.5 dB por subcanal). Este efecto trae consigo numerosas desventajas, por ejemplo: las interferencias de radio frecuencia (RFI), que ocasionan las emisoras de radio o los radioaficionados, suelen ser más nocivas; existe una elevada paradiafonía o diafonía de entorno cercano (NEXT) en DSL; además también se producen degradaciones en el funcionamiento de los sistemas de comunicación [Gov99, Mar98, San95]. En definitiva, el comportamiento en entornos ruidosos de los sistemas OFDM/DMT basados en la DFT, especialmente con ruido impulsivo, no es en absoluto robusto ni fiable. Para solventar estos últimos problemas, se han propuesto diversas técnicas alternativas, principalmente basadas en el uso de bancos de filtros distintos del DFT con una configuración de transmultiplexor [Gov99, Mar98, San95, Che02, Sio02, Cru03,

Far03b, Mir03, Vio04, Wil04, Lin06, Lin07]. La figura 3 muestra un ejemplo ilustrativo no limitativo de transmultiplexor basado en un banco de filtros de diezmado máximo con estructura en paralelo. El orden de las operaciones, tal y como se muestra en dicha figura, sería el siguiente. En transmisión a) interpolar cada señal subportadora, b) filtrar a través de los filtros de transmisión o de síntesis $F_i(z)$, $0 \leq i \leq (M - 1)$, y c) conformar la señal y como la suma de las salidas obtenidas de cada filtro: $y = y_0 + y_1 + \dots + y_{M-1}$. En recepción: a) filtrar la señal de entrada con los filtros de recepción o de análisis $H_i(z)$, $0 \leq i \leq (M - 1)$, y b) diezmar a continuación cada una de las salidas.

Algunos de estos bancos de filtros se pueden realizar de forma más eficiente, de manera que se vea reducida considerablemente la carga computacional. En la figura 4 se muestra un ejemplo de banco de recepción o análisis, implementado mediante algoritmos rápidos [Mal92]. En dicha figura, los bloques D_i describen una implementación en mariposa (para más detalle, ver [Mal92]), y C es un bloque que lleva a cabo una transformada discreta del coseno tipo IV.

En las figuras 5 y 6 se muestran otros ejemplos de transmisor y receptor [Vio04]. En dichas figuras, $G_\ell(-z^2)$, $0 \leq \ell \leq (2M - 1)$, son los filtros polifase cuyos coeficientes se obtienen a partir de un filtro prototipo, y c es un bloque que lleva a cabo una transformada discreta del coseno tipo IV. Además, en determinadas ocasiones, los pares $G_i(z)$ y $G_{i+M}(z)$ se pueden implementar con una estructura en celosía conjunta. En [Mal92, Koi92, Vai93, Fli94, Lin95, Str96, Mit01, Din02, Far03a, Far03b, Vio04, Cru04, Lin06] se pueden encontrar un número considerable de bancos de filtros implementados mediante algoritmos rápidos. En la figura 7 se muestra un diagrama de bloques general del transmisor implementado mediante algoritmos rápidos, obtenido a partir de un banco de filtros de análisis, y en la figura 8 el correspondiente al receptor, obtenido a partir de un banco de filtros de síntesis. Ambos diagramas de bloques son genéricos, y sirven para describir un gran número de receptores y transmisores basados en transmultiplexores con bancos de filtros. En transmisión, el orden suele ser a) operaciones matriciales y de transformación; b) filtros polifase, cuyos coeficientes se obtienen a partir de un filtro prototipo [Vai93], o estructuras en celosía o en mariposa; c) convertidor paralelo/serie. Las etapas "a" y "b" pueden intercambiarse, e incluso la etapa "b" puede estar embebida en la "a", es decir, a modo de ejemplo ilustrativo no limitativo, los filtros polifase entre operaciones matriciales y de transformación. En recepción, el orden suele ser: a) Convertidor Serie/paralelo; b) filtrado polifase ó estructuras en celosía o en mariposa; c) Operaciones matriciales y de transformación. Al igual que ocurre en transmisión, las etapas "b" y "c" presentes en recepción pueden alterar el orden, y la "b" también puede encontrarse embebida en la "c".

La naturaleza dispersiva del canal de transmisión destruye la ortogonalidad que existe entre subcanales, de manera que en el receptor se produce interferencia entre subportadoras (ICI) y entre símbolos (ISI) transmitidos. Para combatir estos efectos existen diversas estrategias. Por ejemplo, la adición de un prefijo cíclico (CP) [Muq02, Wan00] con el objetivo de facilitar la igualación en la etapa de recepción. Otra estrategia utilizada para combatir los anteriores efectos, consiste en un rellenado de ceros (Zero-padded (ZP), Trailing zeros, etc) [Muq02, Wan00].

En todo este documento se emplea indistintamente la denominación transmisor, modulador o etapa de modulación. Del mismo modo, se emplean los términos receptor, demodulador o etapa de demodulación.

40 Transmisión con Prefijo Cíclico (CP)

En la figura 9 se muestra el diagrama de bloques típico de un sistema de comunicaciones que incluye un transmisor y un receptor que emplea modulación multiportadora y utiliza prefijo cíclico (para detalles de funcionamiento del CP, ver [Muq02, Wan00]). En dicha figura, la misión de los diferentes bloques que aparecen se explica a continuación: a) bloque CP inserta el prefijo cíclico; b) c representa al canal de transmisión; c) TEQ (Time-Domain Equalizer) indica un igualador en el dominio del tiempo, cuya misión es concentrar la energía del canal equivalente h en un conjunto finito de muestras, de forma que el uso del prefijo cíclico sea efectivo (este bloque es opcional, se detalla brevemente a continuación, y si no se utiliza, en ausencia de ruido, $h = c$); d) R-CP (Remove-Cyclic Prefix) elimina las muestras recibidas no válidas; e) FEQ (Frequency-domain Equalizer) representa un igualador en el dominio de la frecuencia, que básicamente consiste en multiplicar cada subportadora por una constante $1/\lambda_i$, que como veremos a continuación está relacionada con la respuesta al impulso del canal equivalente h a través de su DFT de M puntos.

En ausencia de ruido, la igualación en los MCM basados en la DFT es sencilla, siempre y cuando la longitud ν de las muestras que conforman el prefijo cíclico sea al menos el orden L de la respuesta al impulso del canal de transmisión equivalente. Sin embargo, el requisito de $\nu \leq L$ es bastante restrictivo, especialmente cuando se transmite a frecuencias elevadas, ya que la respuesta del canal presenta un gran número de muestras significativas -pueden ser cientos o miles de muestras. Una solución adoptada para solventar este problema consiste en diseñar un prefiltro en el receptor para acortar la longitud de la respuesta al impulso h del canal efectivo hasta un valor conveniente. Este prefiltro se denomina igualador en el dominio del tiempo (TEQ), y su objetivo es "concentrar" la energía de la respuesta al impulso del canal en un conjunto finito de L muestras [Mar06].

Como es bien conocido, el objetivo del prefijo cíclico consiste en hacer que la matriz H que caracteriza al medio de transmisión, en ausencia de ruido, sea una matriz circulante a derechas, que admita una diagonalización del siguiente modo:

$$H = W^{-1} \cdot A \cdot W$$

ES 2 332 347 B2

donde Λ es una matriz diagonal, donde sus elementos λ_i , $0 \leq i \leq (M - 1)$, se calculan como la DFT de M puntos de la función que describe al canal equivalente \mathbf{h} , es decir, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$ con $\lambda_i = \sum_{n=0}^{M-1} h[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}in}$,
5
 $0 \leq i \leq (M - 1)$.

10 Rellenado de Ceros (ZP)

Otra estrategia utilizada para convertir la matriz del canal en circulante a derechas consiste en la inserción de ceros (Zero Padded, Zero Padding, Trailing Zeros) en el convertidor paralelo serie [Muq02, Wan00]. En la figura 10 se representa una de las posibles estrategias (para más detalle del funcionamiento de ZP, ver [Muq02, Wan00]). La matriz \mathbf{H} también se puede diagonalizar tal y como se indica con anterioridad.

Descripción de la invención

Esta invención solventa algunos de los problemas que afectan a otras técnicas propuestas con antelación. Los procedimientos de modulación y demodulación propuestos en la invención y para una relación señal a ruido fija, comparando con otros esquemas de modulación previamente propuestos por otros autores/inventores: a) permite separar con mayor eficiencia espectral la información en cada una de las subportadoras; b) aumenta la robustez del sistema, disminuyendo la probabilidad de error; c) permite mejorar el régimen binario, lo cual se traduce en la transmisión/recepción de más información en el mismo intervalo temporal; d) es más inmune a las interferencias de banda estrecha; e) facilita las comunicaciones secretas seguras.

Para conseguir los objetivos anteriores, la invención proporciona dispositivos de modulación y desmodulación, y más generalmente de transmisión y/o recepción de señales empleando diversos procedimientos que pueden ser agrupados en dos bloques que se detallan a continuación.

La invención concierne igualmente a los procedimientos de modulación y demodulación de señales según los procedimientos para la transmisión y recepción que se describen a continuación. Por supuesto, la invención también concierne a los dispositivos de emisión y/o de recepción de señales llevando a cabo dichos procedimientos.

35 Procedimiento 1

En primer lugar, el procedimiento 1 de la invención se caracteriza por el diagrama de bloques del receptor que se muestra en la figura 11. Como transmisor, se emplea el banco de síntesis o sus correspondientes bloques duales de operaciones matriciales y de transformación y los filtros polifase/estructuras en celosía/etapas en mariposa, de manera se obtenga una característica de reconstrucción perfecta (Perfect Reconstruction - PR) o aproximarse a la misma (Near-Perfect Reconstruction N-PR). Es decir, el banco de filtros (análisis/síntesis) o los bloques de filtrado polifase/estructuras en celosía/estructuras en mariposa y de operaciones matriciales y de transformación del emisor y receptor conforman un bando de filtros (en configuración análisis/síntesis) o un transmultiplexador (en configuración síntesis/análisis) con características PR ó NPR. El bloque FEQ (Frequency domain Equalizer) es opcional, y permite la corrección de los efectos de un canal o medio de transmisión ubicado entre el transmisor y el receptor. La relación entre las señales de salida y la señal de entrada en el receptor se puede expresar como

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \Lambda^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{y}}$$

donde

55 $\hat{\mathbf{y}}$: M datos de entrada al receptor.

\mathbf{W} : matriz DFT implementada mediante algoritmos rápidos y eficientes FFT.

Λ^{-1} : matriz diagonal.

60 \mathbf{W}^{-1} : matriz DFT inversa implementada mediante algoritmos rápidos y eficientes IFFT.

\mathbf{P}_{rx} : matriz que caracteriza el filtrado polifase o las estructuras en celosía o en mariposa del receptor.

65 $\bar{\mathbf{C}}_{rx}$: matriz que caracteriza el bloque de operaciones matriciales y de transformación del receptor.

$\hat{\mathbf{X}}$: datos de salida del receptor.

ES 2 332 347 B2

Procedimiento 2

Otro procedimiento de esta invención también afecta a las estructuras del transmisor y del receptor. El diagrama de bloques del transmisor 2 se representa en la figura 12. La relación entre las señales de salida y de entrada del transmisor, se puede caracterizar del siguiente modo.

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X}$$

donde

\mathbf{X} : datos de entrada al transmisor.

$\bar{\mathbf{C}}_{tx}$: matriz que caracteriza el bloque de operaciones matriciales y de transformación del transmisor.

\mathbf{P}_{tx} : matriz que caracteriza el filtrado polifase o las estructuras en celosía o en mariposa del transmisor.

\mathbf{W}^{-1} : matriz DFT inversa implementada mediante algoritmos rápidos y eficientes IFFT.

\mathbf{y} : datos de salida del transmisor.

En la figura 13 se muestra el diagrama de bloques del receptor 2 que hay que utilizar de forma conjunta con el transmisor 2 de la figura 12. La relación entre las señales de salida y de entrada del receptor 2 se puede caracterizar del siguiente modo.

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{y}}$$

donde

$\hat{\mathbf{y}}$: datos de entrada al receptor.

\mathbf{W} : matriz DFT implementada mediante algoritmos rápidos y eficientes FFT.

$\mathbf{\Lambda}^{-1}$: matriz diagonal.

\mathbf{P}_{rx} : matriz que caracteriza el filtrado polifase o las estructuras en celosía o en mariposa del receptor.

$\bar{\mathbf{C}}_{rx}$: matriz que caracteriza el bloque de operaciones matriciales y de transformación del receptor.

$\hat{\mathbf{X}}$: datos de salida del receptor.

Transmisión con Prefijo Cíclico

La figura 14 muestra el diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que incluye el receptor-1 y la estrategia de prefijo cíclico. En ausencia de ruido, la relación entrada-salida sería:

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X}$$

La figura 15 muestra el diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que incluye el transmisor-2 y el receptor-2, empleando también la estrategia de prefijo cíclico. La relación entrada-salida sería:

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X}$$

En ambos casos, se elige cada elemento del igualador FEQ de forma que se corrijan los efectos introducidos por el canal equivalente \mathbf{h} [Muq02, Wan00]. Si el banco de filtros del que se obtiene el transmultiplexador es de reconstrucción perfecta $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{X}$, y en caso de ser de reconstrucción aproximada, $\hat{\mathbf{X}} \approx \mathbf{X}$.

ES 2 332 347 B2

Transmisión con Rellenado de Ceros

La figura 16 muestra el diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que incluye el receptor-1 y la estrategia de relleno de ceros. En ausencia de ruido, la relación entrada-salida también sería:

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X}$$

La figura 17 muestra el diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que incluye el transmisor-2 y el receptor-2, empleando también la estrategia de relleno de ceros. La relación entrada-salida de nuevo resultaría ser:

$$\hat{\mathbf{X}} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X} = \bar{\mathbf{C}}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{rx} \cdot \mathbf{P}_{tx} \cdot \bar{\mathbf{C}}_{tx} \cdot \mathbf{X}$$

En ambos casos, se elige cada elemento del igualador FEQ de forma que se corrijan los efectos introducidos por el canal equivalente \mathbf{h} [Muq02, Wan00]. Si el banco de filtros del que se obtiene el transmultiplexador es de reconstrucción perfecta $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{X}$, y en caso de ser de reconstrucción aproximada, $\hat{\mathbf{X}} \approx \mathbf{X}$.

Características de las matrices $\bar{\mathbf{C}}_{tx}$, \mathbf{P}_{tx} , $\bar{\mathbf{C}}_{rx}$ y \mathbf{P}_{rx}

Los procedimientos se basan en aprovechar las características que proporcionan los transmultiplexadores basados en bancos de filtros, y los moduladores multiportadora con DFT (implementada a través de algoritmos rápidos del tipo FFT), actuando conjuntamente con estrategias de prefijo cíclico y relleno de ceros. Los transmultiplexadores basados en bancos de filtros, entre otras características, van a proporcionar una mayor separación espectral entre las subportadoras, lo que conlleva más inmunidad frente al ruido, incluidas las interferencias de banda estrecha de carácter impulsivo. Los moduladores multiportadora con DFT, junto con el prefijo o el relleno de ceros, facilitan el proceso de igualación por subportadora en el dominio de la frecuencia.

Las expresiones de las matrices $\bar{\mathbf{C}}_{tx}$, \mathbf{P}_{tx} , $\bar{\mathbf{C}}_{rx}$ y \mathbf{P}_{rx} vienen determinadas por los algoritmos rápidos de ejecución propios del banco de filtros en configuración de transmultiplexador que se esté utilizando. A su vez, los algoritmos rápidos provienen del modo de construir el banco de filtros de análisis (recepción) y del banco de filtros síntesis (transmisión) y de la longitud de los filtros.

Una técnica conocida para el diseño de bancos de filtros o transmultiplexadores consiste en aplicar una modulación de tipo trigonométrica (coseno y/o seno habitualmente) a una función prototipo (filtro prototipo), que puede ser la misma función para análisis y para síntesis, o diferente (dos filtros prototipo). Los esquemas de modulación son muy numerosos, y son los que finalmente condicionan las características del denominada "Bloque de Operaciones Matriciales y de Transformación". Algunos ejemplos ilustrativos y no limitativos de tipos de modulación pueden ser los siguientes:

a) Modulación coseno

$$f_i[n] = k_1 \cdot p_1[n] \cdot \cos\left((2i+1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N-1}{2}\right) - \theta_i\right)$$

$$h_i[n] = k_2 \cdot p_2[n] \cdot \cos\left((2i+1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N-1}{2}\right) + \theta_i\right)$$

donde $0 \leq i \leq (M - 1)$, $f_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_1[n]$ y $p_2[n]$ son los filtros prototipo, k_1 y k_2 , son constantes, θ_i son parámetros que controlan la modulación coseno.

b) Modulación seno

$$f_i[n] = k_1 \cdot p_1[n] \cdot \text{sen}\left((2i+1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N-1}{2}\right) - \theta_i\right)$$

$$h_i[n] = k_2 \cdot p_2[n] \cdot \text{sen}\left((2i+1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N-1}{2}\right) + \theta_i\right)$$

donde $0 \leq i \leq (M - 1)$, $f_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_1[n]$ y $p_2[n]$ son los filtros prototipo, k_1 y k_2 , son constantes, θ_i son parámetros que controlan la modulación coseno.

ES 2 332 347 B2

c) Modulación mixta para un sistema de $2M$ subportadoras [Lin95]

$$\begin{aligned}
 h_i[n] &= k_1 \cdot p_i[n] \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M} \cdot i \cdot n\right), & i = 0, i = M \\
 h_i[n] &= k_2 \cdot p_i[n] \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M} \cdot i \cdot n\right), & 1 \leq i \leq (M-1) \\
 h'_i[n] &= k_2 \cdot p_i[n-M] \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{M} i(n-M)\right), & 1 \leq i \leq (M-1) \\
 f_i[n] &= h_i[N+M-n], & 0 \leq i \leq M \\
 f'_i[n] &= h'_i[N+M-n], & 1 \leq i \leq (M-1)
 \end{aligned}$$

donde $f_i[n]$ y $f'_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ y $h'_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_i[n]$ es el filtro prototipo, k_1 y k_2 son constantes.

Por tanto, en esta invención se lleva a cabo un planteamiento general que ya de por sí es un cuadro de descripción que aporta ventajas, y que a su vez ofrece numerosas posibilidades de explotación en función de los bancos de filtros o transmultiplexadores sobre los que se sustentan. Partiendo de la descripción general y empleando otras modulaciones coseno y/o seno presentadas en [Aka92, Mal92, Koi92, Vai93, Fli94, Lin95, Aka96, Str96, Mit01, Din02, Far03a, Far03b, Cru04, Vio04, Lin06], o en cualquier otro sitio de las que se deduzcan algoritmos rápidos con un bloque de filtrado polifase o de estructuras en celosía o en mariposa, y otro bloque de operaciones matriciales y de transformación, agrupables como se detalla en esta invención, pueden formar parte de los procedimientos de la invención propuestos.

Las especificaciones del filtro prototipo dependen de la aplicación particular para la que se utilice el procedimiento de la invención, y la longitud del filtro prototipo también condiciona el bloque de operaciones matriciales y de transformación. A modo de ejemplo ilustrativo no limitativo, se puede deducir que para la modulación coseno mostrada en esta subsección en el epígrafe "a", el algoritmo rápido es diferente en función de si la longitud del filtro prototipo es $N=2KM$ ó $N=(2K+1)M$, siendo K un número entero y M el número de canales, y también es diferente para el caso de que K sea un número par o impar (para más detalle de este ejemplo concreto, consultar [Koi92, Vai93, Mit01, Vio04, Cru04]).

El bloque de filtrado polifase consiste en una serie de filtros en paralelo. Los coeficientes que caracterizan a dichos filtros se obtienen a partir de un filtro prototipo de distintas formas [Cro83, Vai93, Fli94, Mit01, Din02]. A su vez, se pueden implementar en forma directa, transversal, recursiva, en celosía, o agrupadas por parejas, tal y como se ha indicado, y no son excluidas en los procedimientos propuestos. A modo de ejemplo ilustrativo no limitativo, si $P(z)$ es la función del sistema del filtro prototipo, la descomposición en M filtros polifase tipo 1 $G_\ell(z^M)$ sería

$$P(z) = \sum_{\ell=0}^{M-1} z^{-\ell} \cdot G_\ell(z^M),$$

$$G_\ell(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_\ell[n] \cdot z^{-n} \quad \text{y} \quad g_\ell[n] = p[n \cdot M + \ell] \quad \text{para } 0 \leq \ell \leq M-1.$$

El bloque de estructuras en mariposa se conecta habitualmente en cascada. Un ejemplo ilustrativo no limitativo es el diagrama de bloques de la figura 4.

Descripción de las figuras

Figura 1. Diagrama de bloques de las etapas de (a) transmisión y de (b) recepción para MCM.

Figura 2. Diagrama de bloques de una implementación de los convertidores Paralelo/Serie y Serie/Paralelo.

Figura 3. Diagrama de bloques de un transmultiplexador basado en un banco de filtros de diezmado máximo.

Figura 4. Diagrama de bloques de un receptor o banco de síntesis empleando algoritmos rápidos.

Figura 5. Diagrama de bloques de un transmisor empleando algoritmos rápidos.

Figura 6. Diagrama de bloques de un receptor empleando algoritmos rápidos.

Figura 7. Diagrama de bloques general de un transmisor con bancos de filtros empleando algoritmos rápidos.

ES 2 332 347 B2

Figura 8. Diagrama de bloques general de un receptor con bancos de filtros empleando algoritmos rápidos.

Figura 9. Diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones que emplea modulación multiportadora y prefijo cíclico.

5 Figura 10. Diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones que emplea modulación multiportadora y rellenado de ceros.

Figura 11. Diagrama de bloques (a) directo y (b) con algoritmos rápidos del receptor-1.

10 Figura 12. Diagrama de bloques (a) directo y (b) con algoritmos rápidos del transmisor 2.

Figura 13. Diagrama de bloques (a) directo y (b) con algoritmos rápidos del receptor-2.

15 Figura 14. Diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones que emplea el receptor-1 y prefijo cíclico.

Figura 15. Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que emplea el transmisor-2 y el receptor-2, junto con prefijo cíclico.

20 Figura 16. Diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones que emplea el receptor-1 y rellenado de ceros.

Figura 17. Diagrama de bloques de un sistemas de comunicaciones que emplea el transmisor-2 y el receptor-2, junto con rellenado de ceros.

25 Figura 18. Diagrama de bloques de un ejemplo de transmisor-1.

Figura 19. Diagrama de bloques de un ejemplo de receptor-1.

Figura 20. Módulo de la respuesta en frecuencia en determinados subcanales del banco DFT.

30 Figura 21. Módulo de la respuesta en frecuencia en determinados subcanales del sistema propuesto en el ejemplo del procedimiento 1.

Figura 22. Diagrama de bloques de un ejemplo de transmisor-2.

35 Figura 23. Diagrama de bloques de un ejemplo de receptor-2.

Figura 24. Módulo de la respuesta en frecuencia en determinados subcanales del sistema propuesto en el ejemplo del procedimiento 2.

40

Descripción de ejemplos de realización de la invención

45 Los procedimientos descritos en esta invención suponen un incremento de la robustez del sistema, lo que trae consigo el aumento de fiabilidad en canales ruidosos, o la disminución de la potencia de emisión de la señal a transmitir, lo que implica menor consumo de energía, mayor duración de las baterías, y/o la disminución del tamaño del dispositivo receptor, entre otras ventajas. Por supuesto que estos ejemplos son ilustrativos no limitativos.

50 *Ejemplo de Procedimiento 1 y prefijo cíclico*

En las figuras 18 y 19 se muestran respectivamente los diagramas de bloques de un transmisor y un receptor concreto empleando el procedimiento 1 de la invención. En dichas figuras no se representan ni el bloque de inclusión de prefijo cíclico, ni el de selección las muestras oportunas en el receptor.

55 El transmultiplexador que sirve como base del diseño se obtiene a partir de un banco de filtros de diezmo máximo cercano a la reconstrucción perfecta (NPR), con estructura en paralelo, de 64 canales, donde los filtros de recepción ($h_k[n]$, $0 \leq k \leq (M - 1)$) y de transmisión ($f_k[n]$, $0 \leq k \leq (M - 1)$) se obtienen a partir de un filtro prototipo $p[n]$, empleando las siguientes expresiones:

60

$$h_k[n] = 2 \cdot p[n] \cdot \cos \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^k \cdot \frac{\pi}{4} \right),$$

$$65 f_k[n] = M \cdot h_k[N-1-n].$$

ES 2 332 347 B2

El filtro prototipo utilizado tiene longitud $N=768$. Para esta longitud, puesto que satisface la relación $N=2KM$, siendo K un número par, el bloque de operaciones matriciales y de transformación del receptor viene dado por

$$\bar{\mathbf{C}}_{rx,2KM} = \sqrt{M} \cdot \Lambda_c \cdot \mathbf{C} \cdot [(\mathbf{I}-\mathbf{J}) \quad -(\mathbf{I}+\mathbf{J})],$$

obtenido de la matriz de modulación cuyos elementos vienen dados por

$$[\bar{\mathbf{C}}_{rx,2KM}]_{k,n} = 2 \cdot \cos \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^k \cdot \frac{\pi}{4} \right)$$

La notación es similar a [Koi92, Vai93, Cru04]), y significa

\mathbf{C} : transformada discreta del coseno, tipo IV, realizada mediante algoritmos eficientes.

Λ_c : matriz diagonal $M \times M$ que implica multiplicar cada rama por un valor constante.

\mathbf{I} : matriz identidad.

\mathbf{J} : matriz antidiagonal, definida como

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Así mismo, para este banco cercano a la reconstrucción perfecta (NPR) se utilizan filtros polifase cuya matriz de filtrado es diagonal y viene caracterizada por

$$\mathbf{P}_{rx} = \begin{bmatrix} G_0(-z^2) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G_1(-z^2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots \\ 0 & \cdots & \cdots & G_{2M-1}(-z^2) \end{bmatrix}.$$

Los filtros de transmisión son versiones reflejadas temporalmente de los filtros de recepción, y la matriz de transmisión se obtiene a partir de

$$[\bar{\mathbf{C}}_{tx,2KM}]_{k,n} = 2 \cdot \cos \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^k \cdot \frac{\pi}{4} \right)$$

de forma que el algoritmo eficiente también se expresa en función de una transformada discreta del coseno, tipo IV, realizada mediante algoritmos eficientes, una matriz diagonal $M \times M$ que implica multiplicar cada rama por un valor constante, las matrices \mathbf{I} y \mathbf{J} , y una matriz diagonal con las componentes polifase.

Con anterioridad se comentaba que los procedimientos 1 y 2 propuestos presentan unas muy buenas características de separación espectral entre subportadoras. Para mostrarlo, en la figura 20 se representa el módulo de la respuesta en frecuencia de algunas subbandas del banco de filtros que se obtiene de la DFT (el estandarizado), con una atenuación con máximos de unos 13.5 dBs en cada subcanal. En la figura 21, se representa el módulo de la respuesta de algunas subbandas del banco de filtros adicional añadido en el procedimiento propuesto. Se aprecian atenuaciones de más de 90 dBs por subcanal.

Ejemplo de Procedimiento 2 y prefijo cíclico

En las figuras 22 y 23 se muestran respectivamente los diagramas de bloques de un transmisor y un receptor concreto empleando el procedimiento 2 de la invención. En dichas figuras no se representan ni el bloque de inclusión de prefijo cíclico, ni el de selección las muestras oportunas en el receptor.

El transmultiplexador que sirve como base del diseño se obtiene también a partir de un banco de filtros de diezmado máximo cercano a la reconstrucción perfecta (NPR), con estructura en paralelo, de 64 canales, donde los filtros de recepción ($h_k[n]$, $0 \leq k \leq (M - 1)$) y de transmisión ($f_k[n]$, $0 \leq k \leq (M - 1)$) se obtienen como se han indicado con anterioridad. El filtro prototipo $p[n]$ utilizado tiene longitud $N=832$. Para esta longitud, puesto que satisface la relación $N=(2K+1)M$, siendo K un número par, el bloque de operaciones matriciales y de transformación del receptor viene dado por (la notación es similar a la indicada con anterioridad y a la que aparece en [Cru04]):

$$\bar{\mathbf{C}}_{rx,(2K+1)M_{par}} = \sqrt{2M} \cdot \mathbf{A}_c \cdot \mathbf{C} \cdot [\mathbf{I} \quad -\mathbf{J}].$$

Los filtros de transmisión también son versiones reflejadas temporalmente de los filtros de recepción, y la matriz de transmisión se obtiene igualmente a partir de

$$\left[\bar{\mathbf{C}}_{tx,(2K+1)M_{par}} \right]_{k,n} = 2 \cdot \cos \left(\left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^k \cdot \frac{\pi}{4} \right),$$

de forma que el algoritmo eficiente también se expresa en función de una transformada discreta del coseno, tipo IV, realizada mediante algoritmos eficientes, una matriz diagonal $M \times M$ que implica multiplicar cada rama por un valor constante, las matrices \mathbf{I} y \mathbf{J} , y una matriz diagonal con las componentes polifase.

Finalmente, en la figura 24 se representa el módulo de la respuesta de algunas subbandas del banco de filtros adicional añadido en el procedimiento propuesto. Se aprecian atenuaciones de casi 100 dBs por subcanal.

Bibliografía completa

- [Aka92] A. N. Akansu, R. A. Haddad (editors), *Multiresolution Signal Decomposition. Transforms, Subbands, Wavelets*. London, *Academic Press Inc.*, 1992.
- [Aka96] A. N. Akansu, M. J. T. Smith (editors), *Subband and Wavelet Transforms. Design and Applications*. Norwell, *Massachusetts, Kluwer Academic Publishers*, 1996.
- [Che02] G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer, "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 5, pp. 1016-1028, June 2002.
- [Cro83] R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*. New Jersey, Prentice-Hall, 1983.
- [Cru03] F. Cruz-Roldán, A. M. Bravo, P. Martín, R. Jiménez, "Design of multi-channel near-perfect-reconstruction transmultiplexers using cosine-modulated filter banks", *Signal Processing*, vol. 83, No. 5, pp. 1079-1091, May 2003.
- [Cru04] F. Cruz-Roldán, M. Monteagudo, "Efficient implementation of nearly-perfect reconstruction cosine-modulated filterbanks", *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 52, No. 9, pp. 2661-2664, Sept. 2004.
- [Din02] P.S.R. Diniz, E. A. B. da Silva, S. L. Netto, *Digital Signal Processing. System Analysis and Design*, Cambridge University Press, 2002.
- [Far03a] B. Farhang-Boroujeny, "Multicarrier modulation with blind detection capability using cosine-modulated filter banks", *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 51, NO. 12, pp. 2057-2070, Dec. 2003.
- [Far03b] B. Farhang-Boroujeny and L. Lin, "Analysis of post-combiner equalizers in cosine-modulated filterbank-based transmultiplexer system", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 51, No. 12, pp. 3249-3262, December 2003.
- [Fli94] N. J. Fliege, *Multirate Digital Signal Processing: Multirate Systems, Filter Banks, Wavelets*. John Wiley & Sons, 1994.
- [Go106] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2006.
- [Gov99] S. Govardhanagiri, T. Karp, P. Heller, and T. Nguyen, "Performance analysis of multicarrier modulation systems using cosine modulated filter banks", in Proc. of IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 3, pp. 1405-1408, March 1999.
- [Koi92] R. D. Koilpillai, P. P. Vaidyanathan, "Cosine-Modulated FIR Filter Banks Satisfying Perfect Reconstruction", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 40, No. 4, pp. 770-783, April 1992.

ES 2 332 347 B2

- [Lin 95] Y.-P. **Lin** and P. P. **Vaidyanathan**, “Linear phase cosine modulated maximally decimated filter banks with perfect reconstruction”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, No. 11, pp. 2525-2539, November 1995.
- 5 [Lin06] L. **Lin** and B. **Farhang-Boroujeny**, *Cosine-Modulated Multitone for Very-High-Speed Digital Subscriber Lines*, EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2006 (2006), Article ID 19329, 16 pages.
- [Lin07] Y.-P. **Lin**, L. **Chien-Chang**, and S.-M. **Phoong**, “A filterbank approach to window designs for multi-carrier systems”, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Vol. 7, no. 1, pp. 19-30, First Quarter 2007.
- 10 [Mal92] H. **Malvar**, *Signal Processing with Lapped Transforms*. Artech House, 1992.
- [Mar98] K. W. **Martin**, “Small side-lobe filter design for multitone data-communication applications”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 45, NO. 8, pp. 1155-1161, August 1998.
- 15 [Mar06] R. K. **Martin**, K. **Vanbleu**, M. **Ding**, G. **Ysebaert**, M. **Milosevic**, B. L. **Evans**, M. **Moonen**, C. R. **Johnson Jr.**, “Implementation Complexity and Communication Performance Tradeoffs in Discrete Multitone Modulation Equalizers”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 54, no. 8, pp. 3216-3230, Aug. 2006.
- [Mir03] S. **Mirabbasi** and K. **Martin**, “Overlapped complex-modulated transmultiplexer filter with simplified design and superior stopband”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 50, No. 8, pp. 456-465, August 2003.
- 25 [Mito 1] S. K. **Mitra**, *Digital Signal Processing. A Computer Based Approach*. McGraw-Hill, 2001.
- [Muq02] B. **Muquet**, Z. **Wang**, G. B. **Giannakis**, M. de **Courville**, and P. **Duhamel**, “Cyclic prefixing or Zero padding for wireless multicarrier transmissions?”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 12, pp. 2136-2148, December 2002.
- 30 [San95] S. D. **Sandberg**, M. A. **Tzannes**, “Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 13, NO. 9, pp. 1571-1585, December 1995.
- 35 [Sio02] P. **Siohan**, C. **Siclet**, and N. **Lacaille**, “Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, No. 5, pp. 1170-1183, May 2002.
- 40 [Str96] G. **Strang**, T. Q. **Nguyen**, *Wavelets and Filter Banks*. Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [Vai93] P. P. **Vaidyanathan**, *Multirate Systems and Filter Banks*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
- 45 [Vio04] Ari **Viholainen**, *Modulated filter bank design for communications signal processing*. Ph. D. Dissertation, Tampere University of Technology, Tampere (Finland), September 2004.
- [Wan00] Z. **Wang** and G. B. **Giannakis**, “Wireless multicarrier communications. Where Fourier meets Shannon”, *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 17, No. 3, pp. 29-48, May 2000.
- 50 [Wi104] M. R. **Wilbur**, T. N. **Davidson**, and J. P. **Reilly**, “Efficient design of oversampled NPR GDFT filterbanks”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, No. 7, pp. 1947-1963, July 2004.

55

60

65

REIVINDICACIONES

5 1. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora, que comprende la generación de las secuencias que se transmiten a través de una serie de subsistemas y/o un canal o medio de transmisión, estando este canal determinado por el enlace desde un equipo transmisor hasta el receptor; se **caracteriza** porque comprende:

En el Transmisor

10 - etapa de procesamiento de las señales de entrada subportadoras a través de un algoritmo rápido obtenido a partir de un banco de filtros de síntesis donde cada uno de los filtros se ha obtenido mediante una modulación trigonométrica de coseno, seno, o mixta aplicada a un filtro prototipo. Este procesamiento comprende operaciones matriciales y de transformación del tipo transformada discreta del coseno y/o del seno y filtrado.

15 - Opcionalmente, realización de una transformada de Fourier discreta inversa, IFFT, a los datos obtenidos tras el banco de síntesis.

- Conversión Paralelo/Serie

20 En el Receptor

- Conversión Serie/Paralelo

25 - Realización de una transformada de Fourier discreta (FFT), a los datos obtenidos tras la conversión serie paralelo.

- Igualador FEQ, cuyos coeficientes se pueden obtener para corregir los efectos de distorsión del canal equivalente que **caracteriza** el enlace entre el transmisor y el receptor.

30 - Si no se ha realizado en el Transmisor, realización de una transformada de Fourier discreta inversa (IFFT), a los datos obtenidos tras el igualador.

35 - Procesar las señales a través de un algoritmo rápido obtenido a partir de un banco de filtros de análisis donde cada uno de los filtros se ha obtenido mediante una modulación trigonométrica coseno, seno, o mixta aplicada a un filtro prototipo. El banco de filtros de análisis está relacionado con el del transmisor-1 porque ambos bancos de filtros, de forma conjunta y aislada, presentan la característica de reconstrucción perfecta o de proximidad a la reconstrucción perfecta, al igual que si forman una estructura de transmultiplexador. Este procesamiento comprende operaciones matriciales y de transformación del tipo transformada discreta del coseno y/o del seno y filtrado.

40

2. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora, que comprende la generación de las secuencias que se transmiten a través de una serie de subsistemas y/o un canal o medio de transmisión, estando este canal determinado por el enlace desde un equipo transmisor hasta el receptor; se **caracteriza** porque comprende:

45

En el Transmisor

50 - etapa de procesamiento de las señales de entrada subportadoras a través de un algoritmo rápido obtenido a partir de un banco de filtros de síntesis donde cada uno de los filtros se ha obtenido mediante una modulación trigonométrica de coseno, seno, o mixta aplicada a un filtro prototipo. Este procesamiento comprende operaciones matriciales y de transformación del tipo transformada discreta del coseno y/o del seno y filtrado polifase, donde el bloque de filtrado.

55 - Opcionalmente, realización de una transformada de Fourier discreta FFT, a los datos obtenidos tras el banco de síntesis.

- Conversión Paralelo/Serie

En el Receptor

60

- Conversión Serie/Paralelo

- Realización de una transformada de Fourier discreta inversa (IFFT), a los datos obtenidos tras la conversión serie paralelo.

65

- Igualador FEQ, cuyos coeficientes se pueden obtener para corregir los efectos de distorsión del canal equivalente que **caracteriza** el enlace entre el transmisor y el receptor.

ES 2 332 347 B2

- Si no se ha realizado en el Transmisor, realización de una transformada de Fourier discreta (FFT), a los datos obtenidos tras el igualador.

5 - Procesar las señales a través de un algoritmo rápido obtenido a partir de un banco de filtros de análisis donde cada uno de los filtros se ha obtenido mediante una modulación trigonométrica de coseno, seno, o mixta aplicada a un filtro prototipo. El banco de filtros de análisis está relacionado con el del transmisor-1 porque ambos bancos de filtros, de forma conjunta y aislada, presentan la característica de reconstrucción perfecta o de proximidad a la reconstrucción perfecta, al igual que si forman una estructura de transmultiplexador. Este procesamiento comprende operaciones matriciales y de transformación del tipo transformada discreta del coseno y/o del seno y filtrado.

3. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según cualquiera de las reivindicaciones anteriores donde la modulación trigonométrica es una de las siguientes:

15 a) Modulación coseno

$$20 \quad f_i[n] = k_1 \cdot p_1[n] \cdot \cos\left((2i+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - \theta_i\right)$$

$$25 \quad h_i[n] = k_2 \cdot p_2[n] \cdot \cos\left((2i+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + \theta_i\right)$$

donde $0 \leq i \leq (M-1)$ siendo M el número de portadoras, $f_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_1[n]$ y $p_2[n]$ son los filtros prototipo, k_1 y k_2 son constantes, θ_i , son parámetros constantes que controlan la modulación coseno.

30

b) Modulación seno

$$35 \quad f_i[n] = k_1 \cdot p_1[n] \cdot \text{sen}\left((2i+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - \theta_i\right)$$

$$40 \quad h_i[n] = k_2 \cdot p_2[n] \cdot \text{sen}\left((2i+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + \theta_i\right)$$

donde $0 \leq i \leq (M-1)$ siendo M el número de portadoras, $f_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_1[n]$ y $p_2[n]$ son los filtros prototipo, k_1 y k_2 son constantes, θ_i son parámetros constantes que controlan la modulación coseno.

45

c) Modulación mixta para un sistema de $2M$ subportadoras

$$50 \quad h_i[n] = k_1 \cdot p_1[n] \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M} \cdot i \cdot n\right), \quad i=0, i=M$$

$$55 \quad h_i[n] = k_2 \cdot p_1[n] \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M} \cdot i \cdot n\right), \quad 1 \leq i \leq (M-1)$$

$$60 \quad h'_i[n] = k_2 \cdot p_1[n-M] \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{M} i(n-M)\right), \quad 1 \leq i \leq (M-1)$$

$$65 \quad f_i[n] = h_i[N+M-n], \quad 0 \leq i \leq M$$

$$f'_i[n] = h'_i[N+M-n], \quad 1 \leq i \leq (M-1)$$

donde $f_i[n]$ y $f'_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de síntesis o de transmisión ($F_i(z)$), $h_i[n]$ y $h'_i[n]$ son los filtros que conforman el banco de análisis o de recepción ($H_i(z)$), $p_1[n]$ es el filtro prototipo, k_1 y k_2 son constantes.

ES 2 332 347 B2

4. Procedimiento de transmisión y recepción según cualquiera de las reivindicaciones anteriores de una señal multiportadora donde el filtrado en transmisión y recepción es un filtrado en mariposa, en celosía o un filtrado polifase, donde el bloque de filtrado polifase consiste en una serie de filtros en paralelo, independientes o agrupados por parejas, cuyos coeficientes se obtienen a partir de un filtro prototipo.

5. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según una cualquiera de las reivindicaciones 1-4, **caracterizado** porque emplea junto al convertidor paralelo serie del transmisor un bloque de adición de un prefijo o sufijo, y junto al convertidor serie/paralelo de recepción, un bloque de selección de las muestras correspondientes y válidas de la transmisión, descartando las no válidas.

6. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según una cualquiera de las reivindicaciones 1-4, **caracterizado** porque además de los bloques incluidos en dichas reivindicaciones, emplea junto al convertidor paralelo/serie del transmisor un bloque de adición de ceros, y tras el convertidor serie/paralelo de recepción, un bloque de solapamiento y suma que permite diagonalizar el canal matricial discreto equivalente utilizando matrices DFTs.

7. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque además de los bloques incluidos en dichas reivindicaciones, emplea una etapa de aplicación de un retardo de duración predeterminada

$$z^{-(TM+n_0)}$$

donde T es un número entero, y $0 \leq n_0 < M$ siendo M el número de portadoras, a los símbolos modulados entregados por el transmisor.

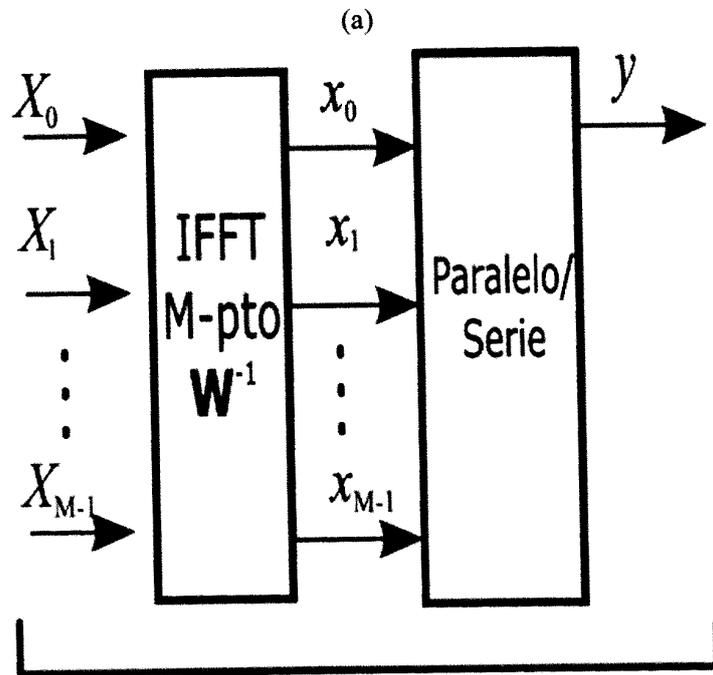
8.- Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según una cualquiera de las reivindicaciones 1-6, **caracterizado** porque la matriz de componentes polifase, de estructuras en celosía o de estructuras en mariposa del receptor se encuentra multiplicada por un retardo, de la forma

$$z^{-(TM+n_0)},$$

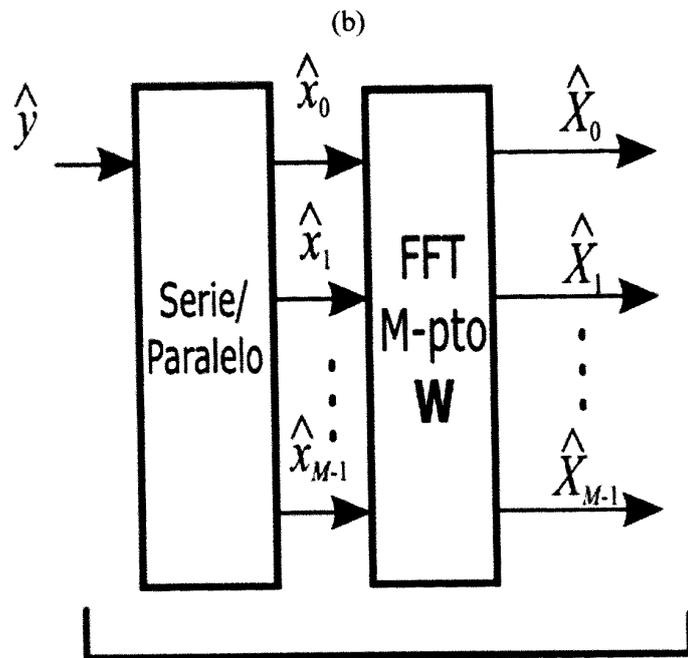
donde T es un número entero, y $0 \leq n_0 < M$ siendo M el número de portadoras, en la que la implementación de dicho retardo se lleva a cabo antes del receptor o incluido en una de sus etapas.

9. Procedimiento de transmisión y recepción de una señal multiportadora según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque la señal multiportadora es una señal multiportadora multiplexada por división en frecuencia asociada a portadoras moduladas de forma síncrona y/o asíncrona.

10. Sistema de transmisión y recepción de una señal multiportadora **caracterizado** por incluir los medios necesarios para realizar las etapas del procedimiento descrito en cualquiera de las reivindicaciones 1-9.



Transmisor



Receptor

Figura 1 (Prior art)

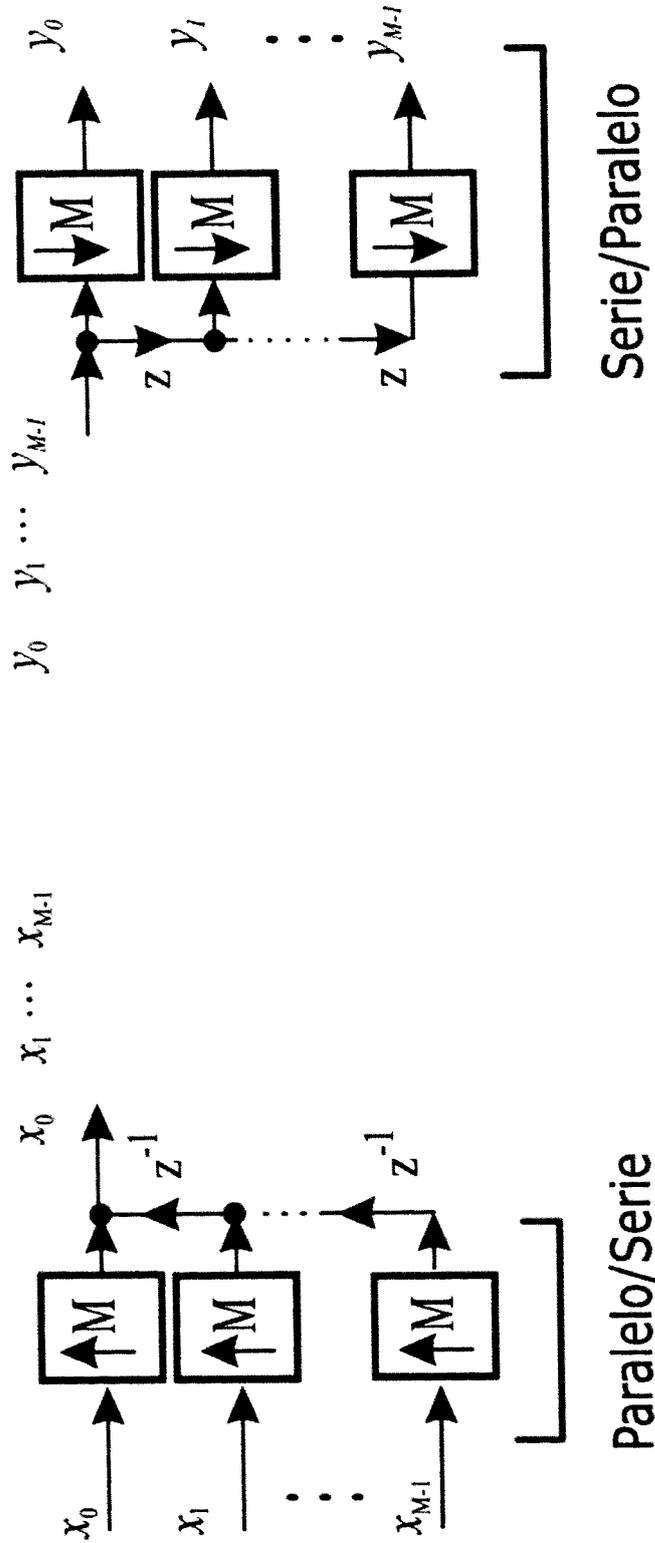


Figura 2 (Prior art)

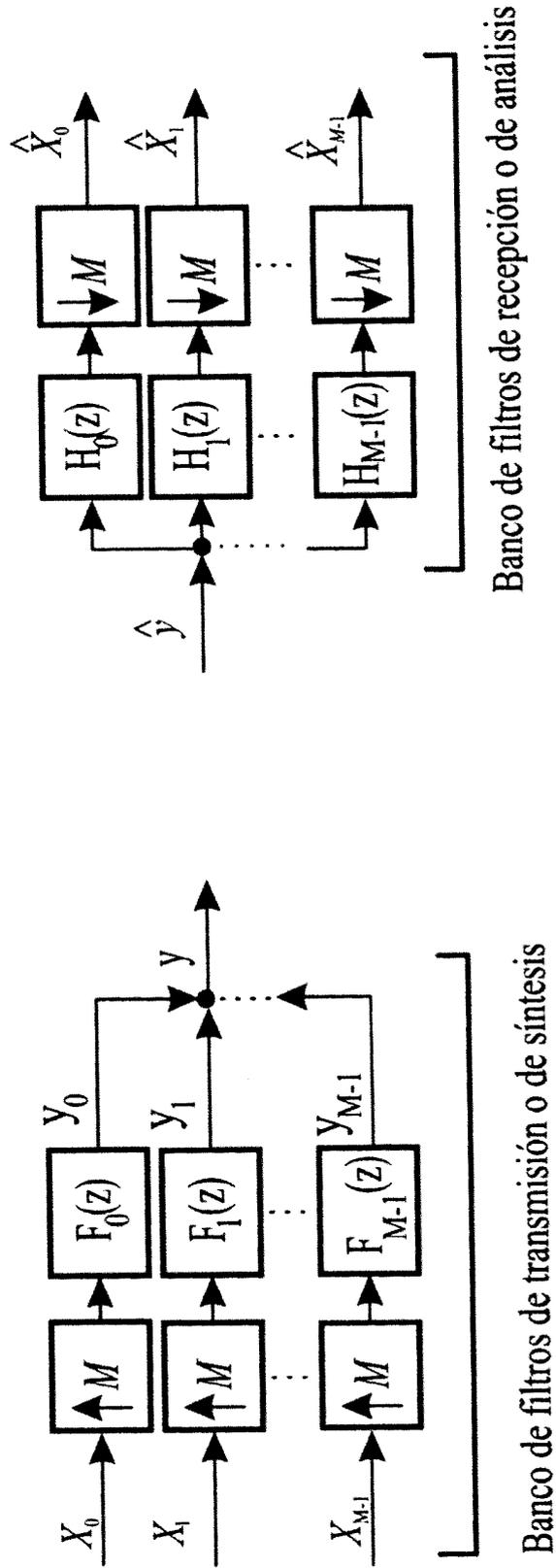


Figura 3 (Prior art)

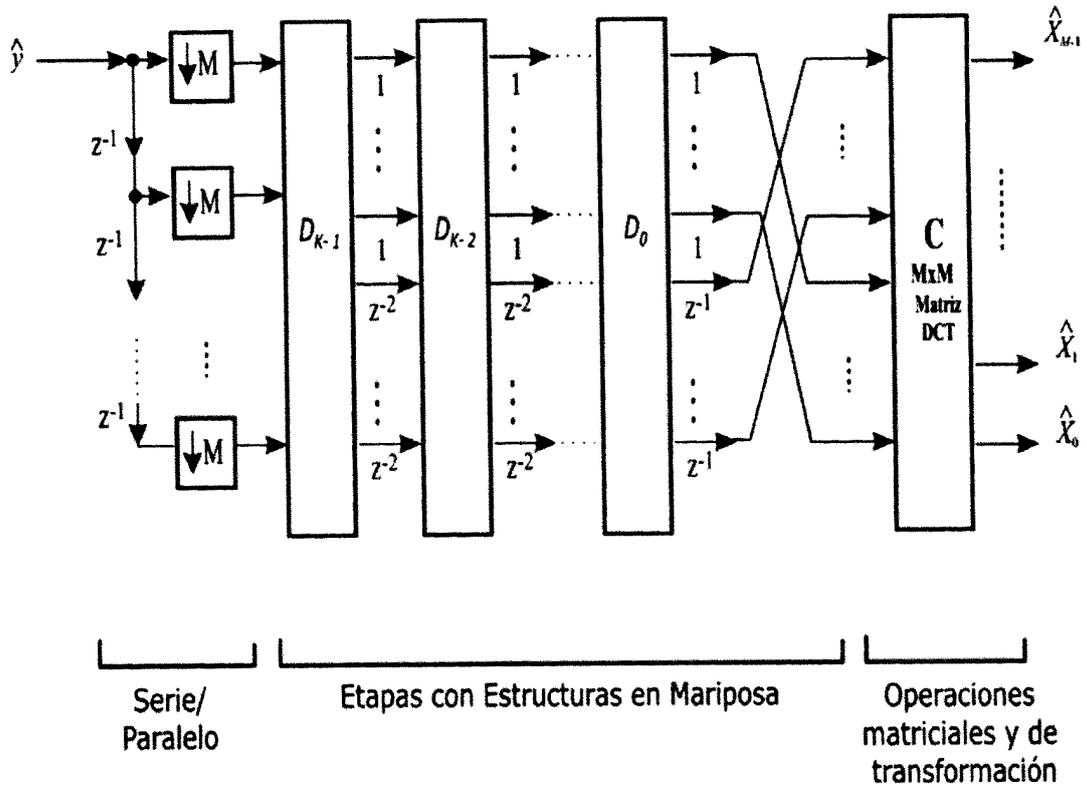


Figura 4 (Prior art)

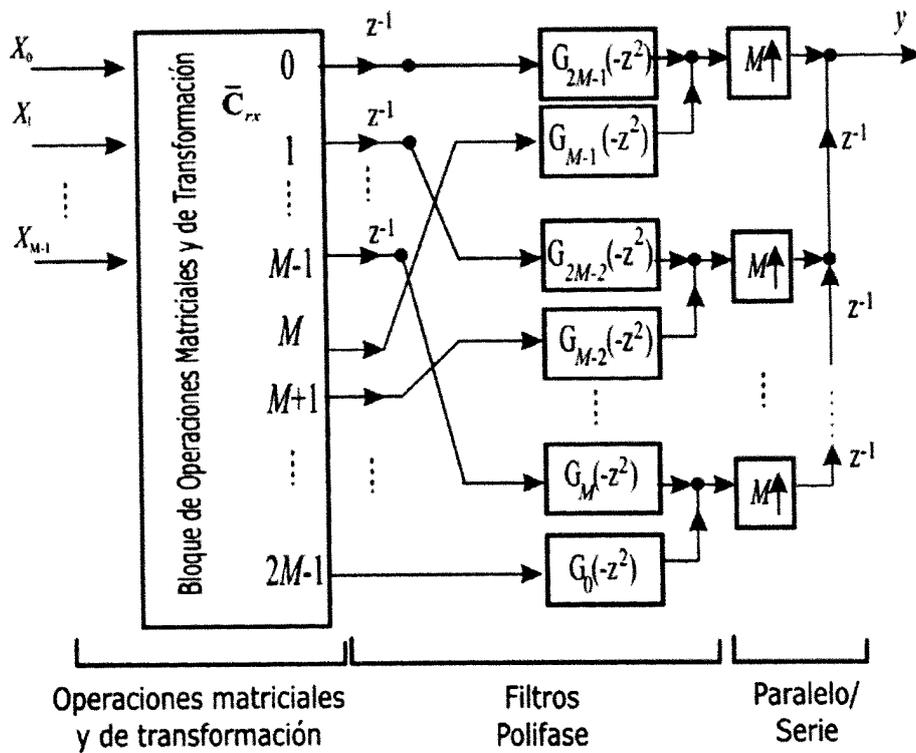


Figura 5 (Prior art)

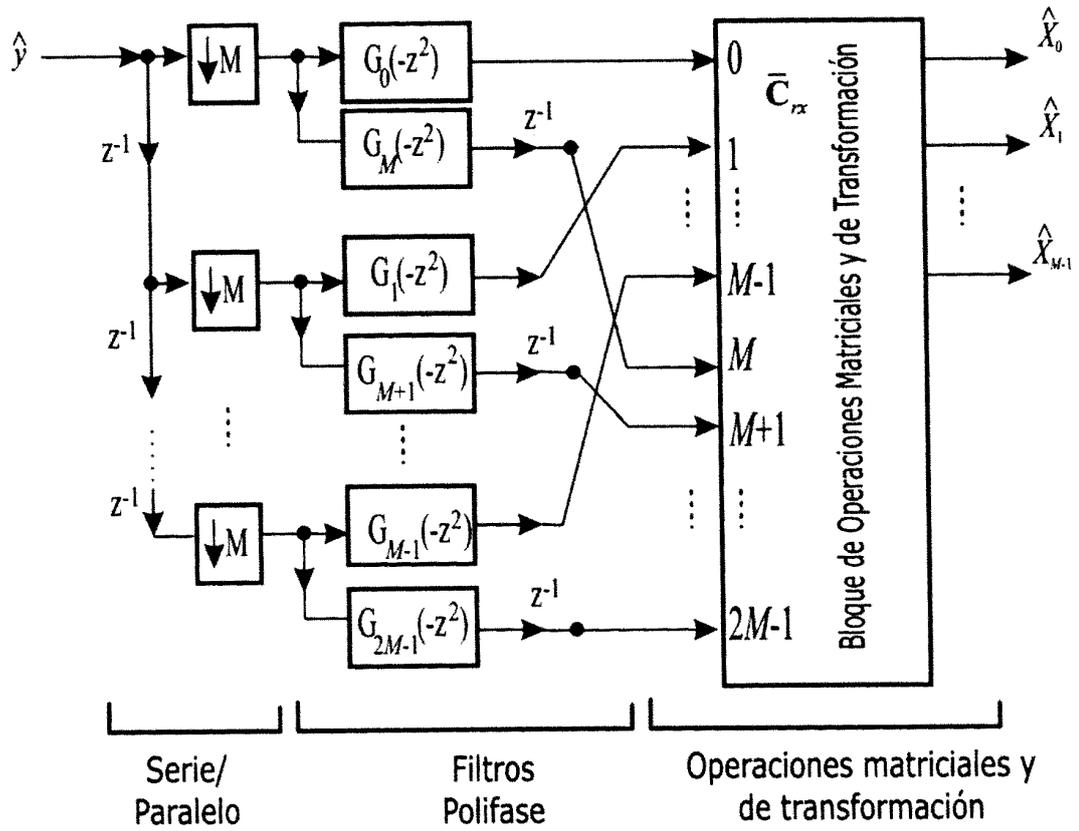


Figura 6 (Prior art)

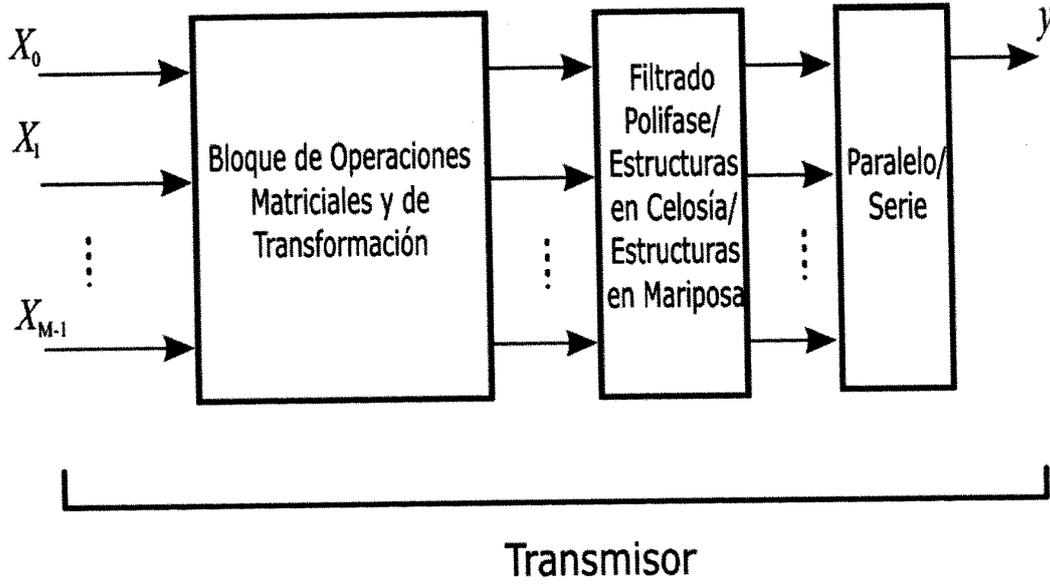


Figura 7

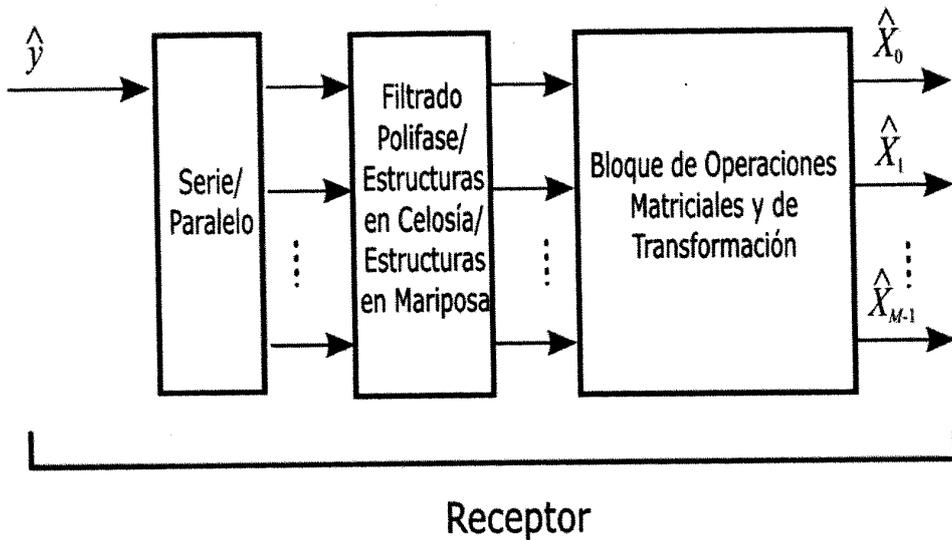


Figura 8

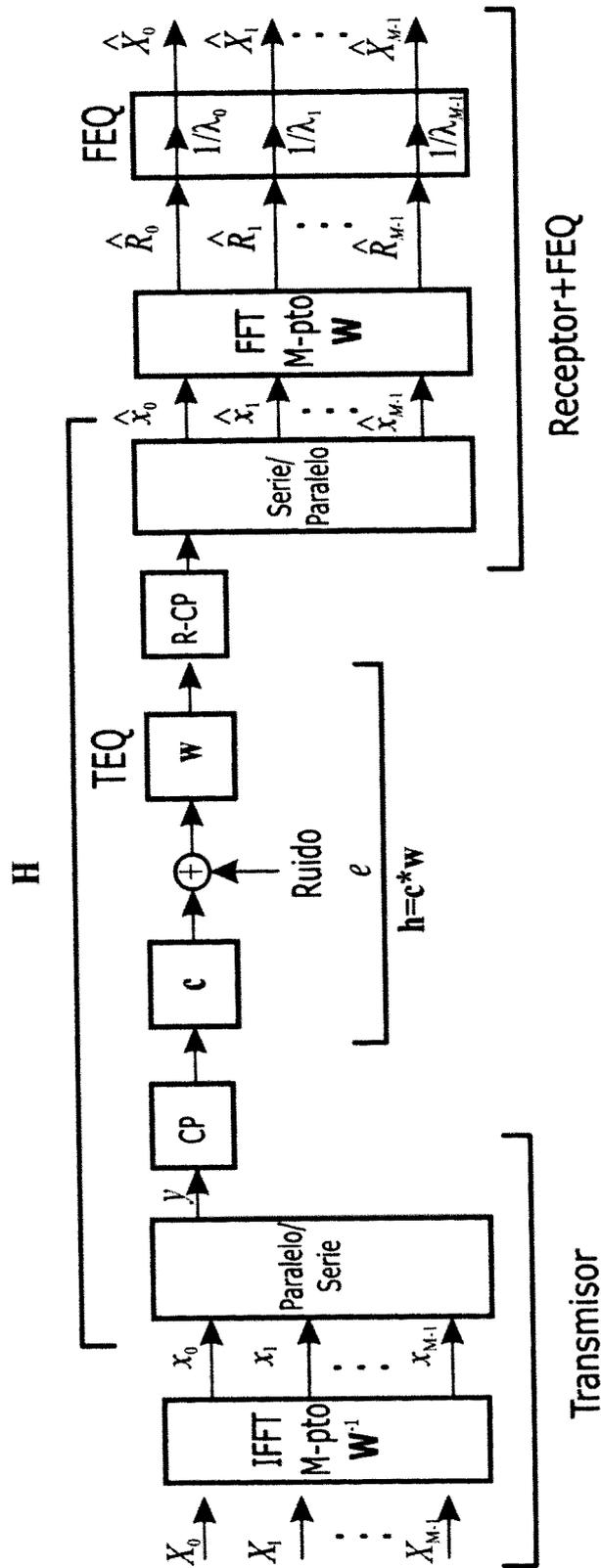


Figura 9 (Prior art)

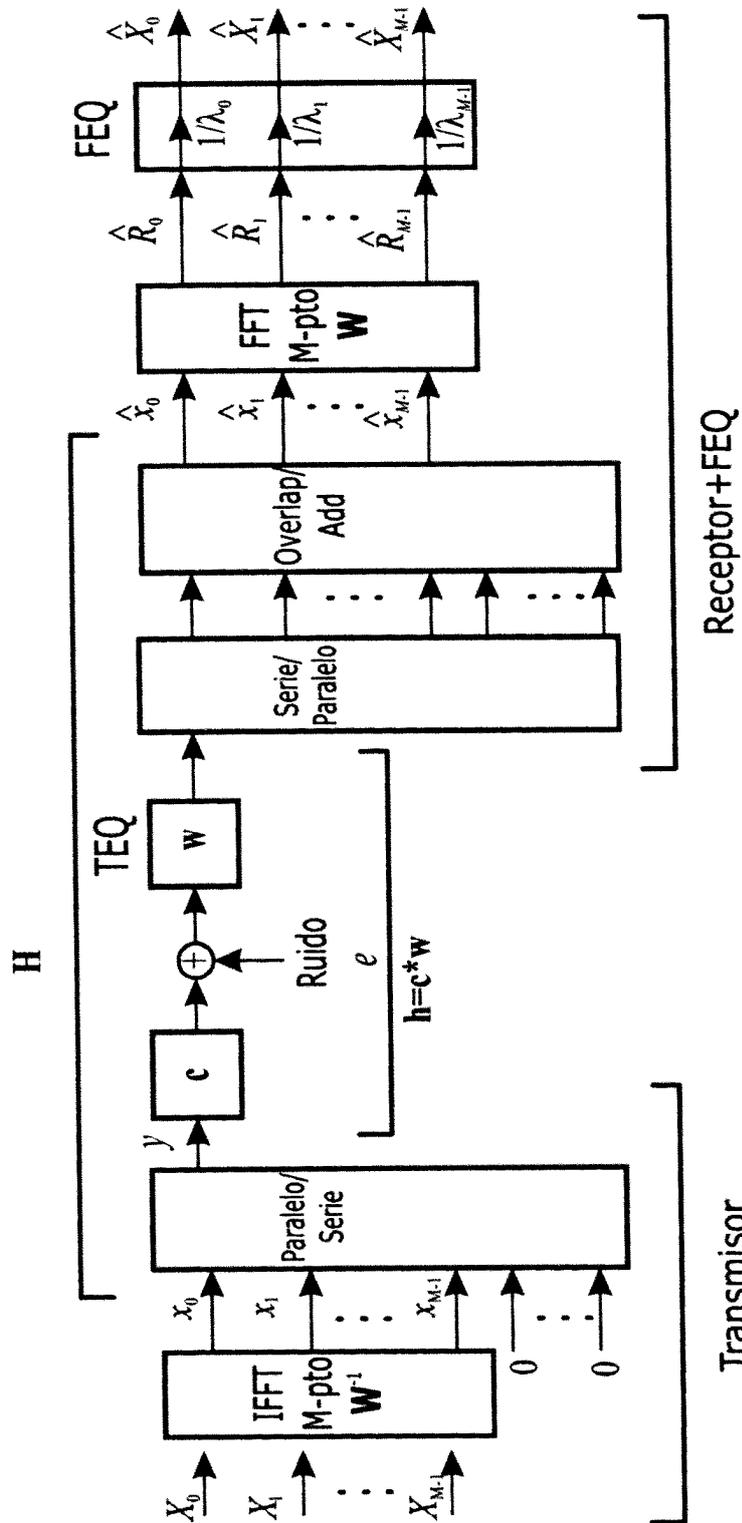


Figura 10 (Prior art)

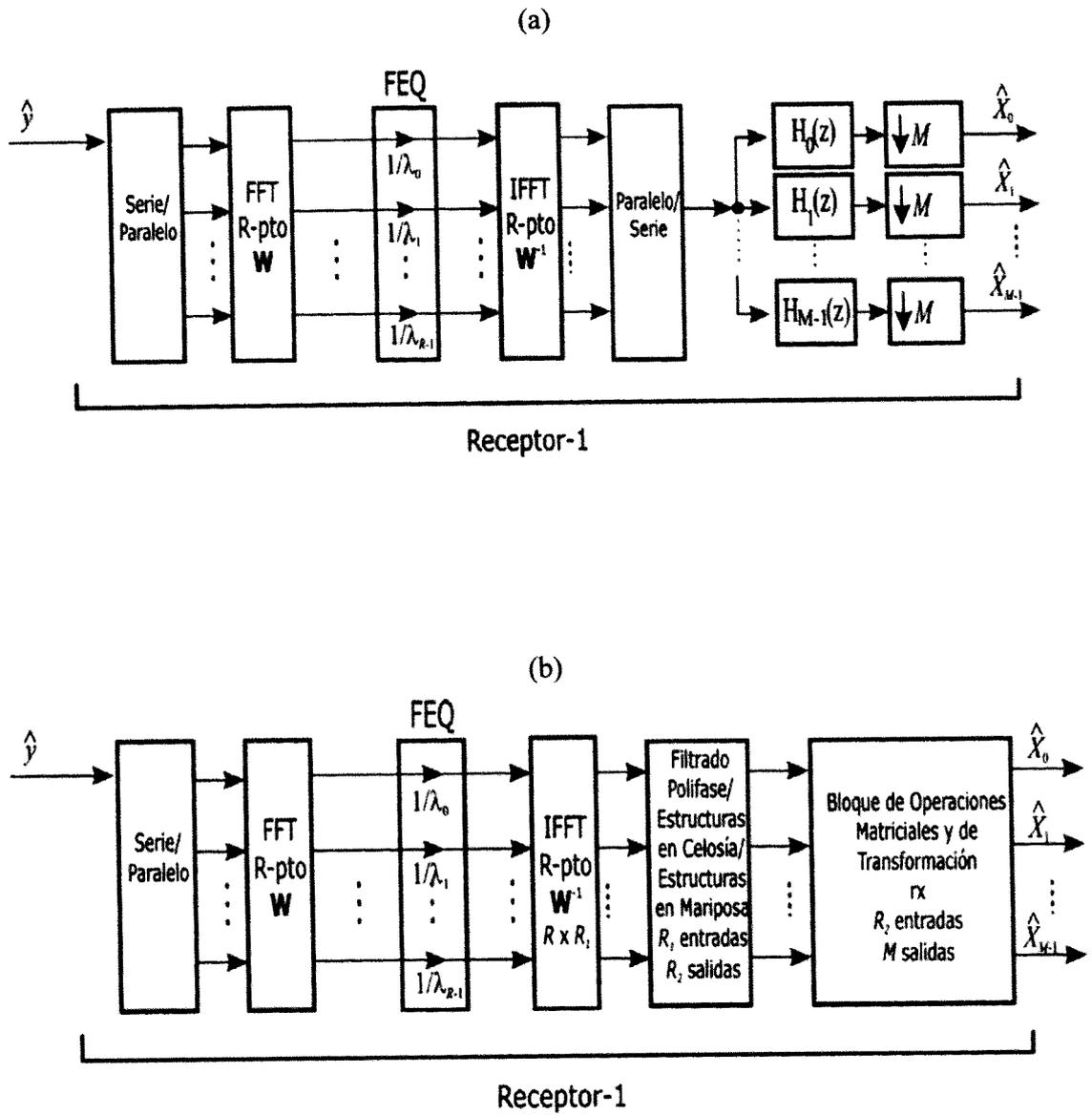


Figura 11

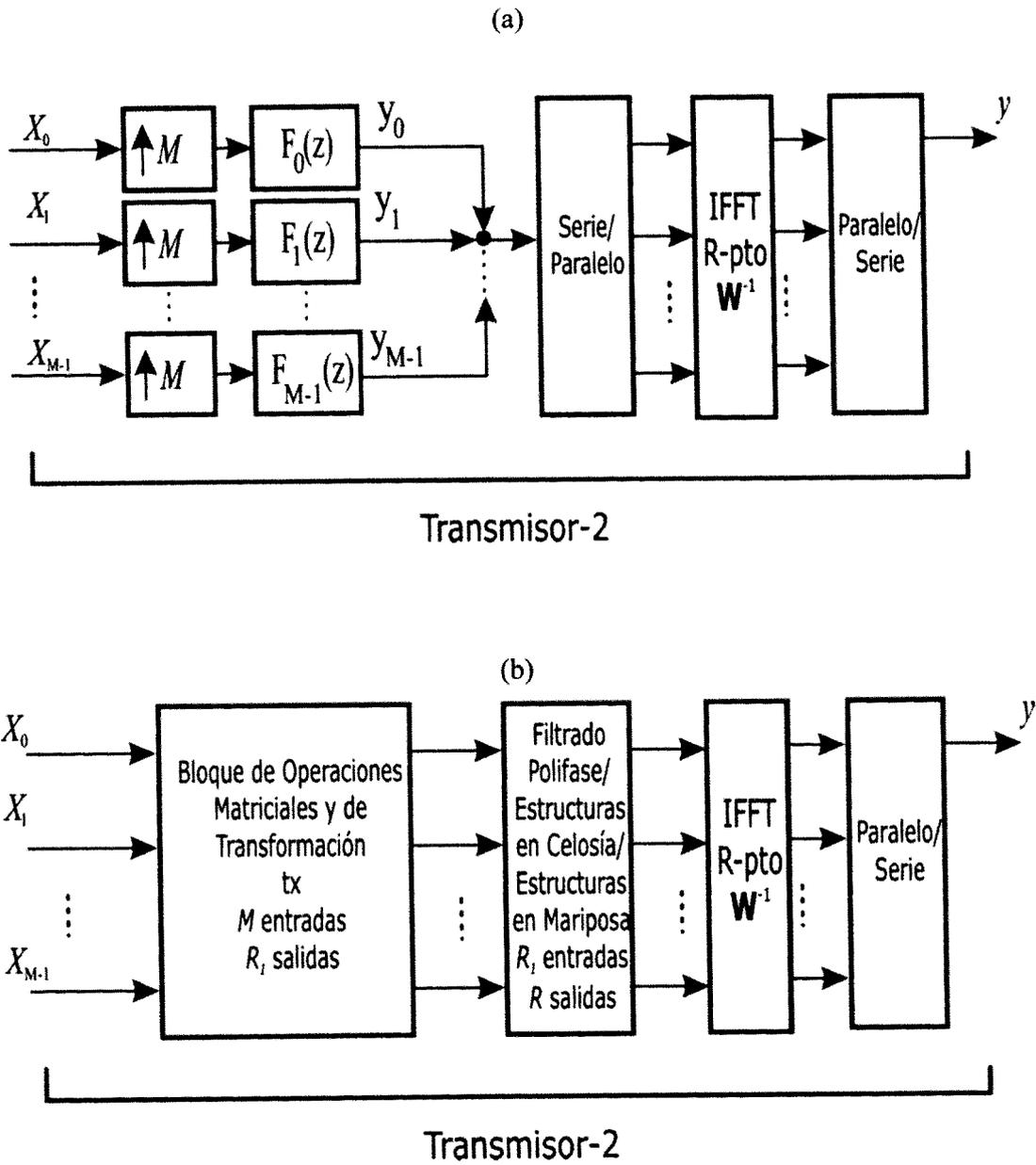


Figura 12

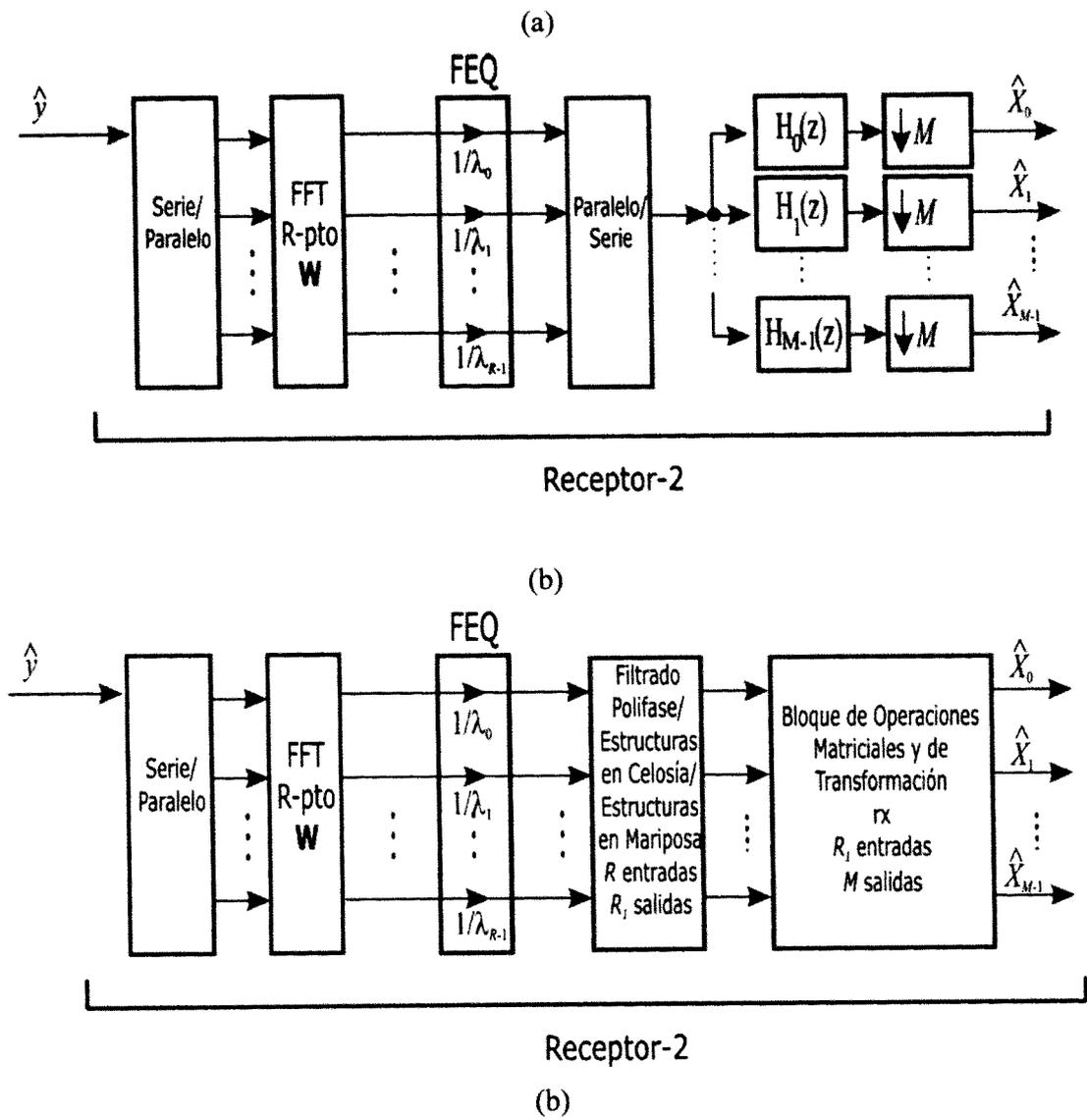


Figura 13

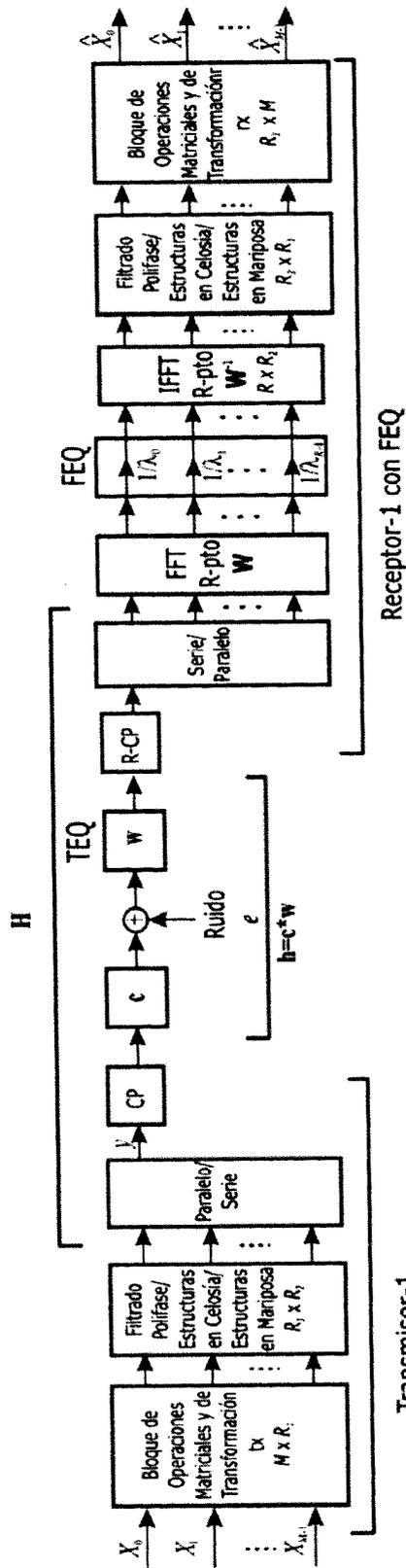


Figura 14

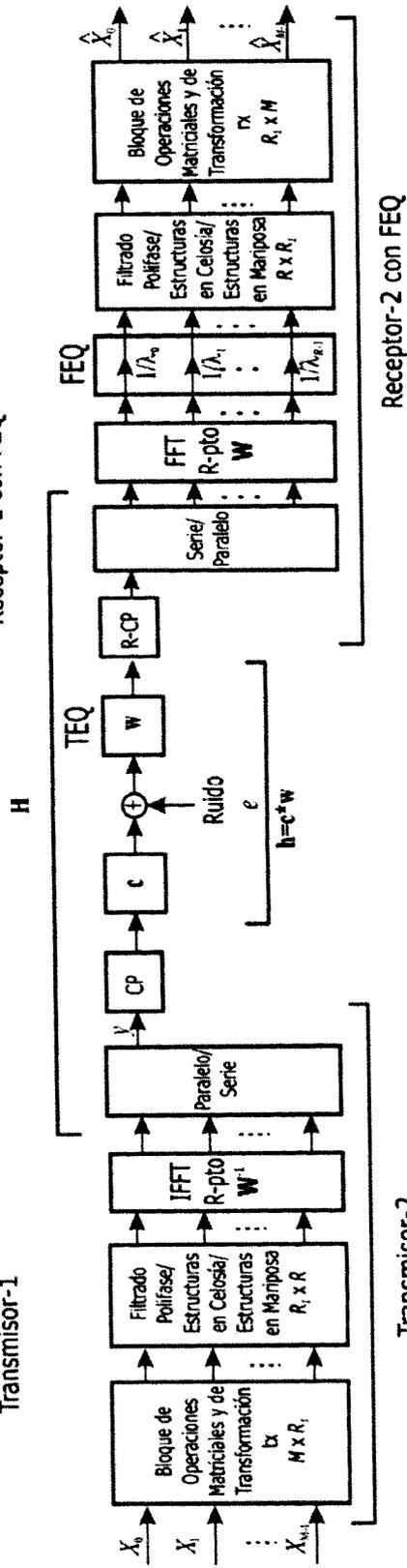


Figura 15

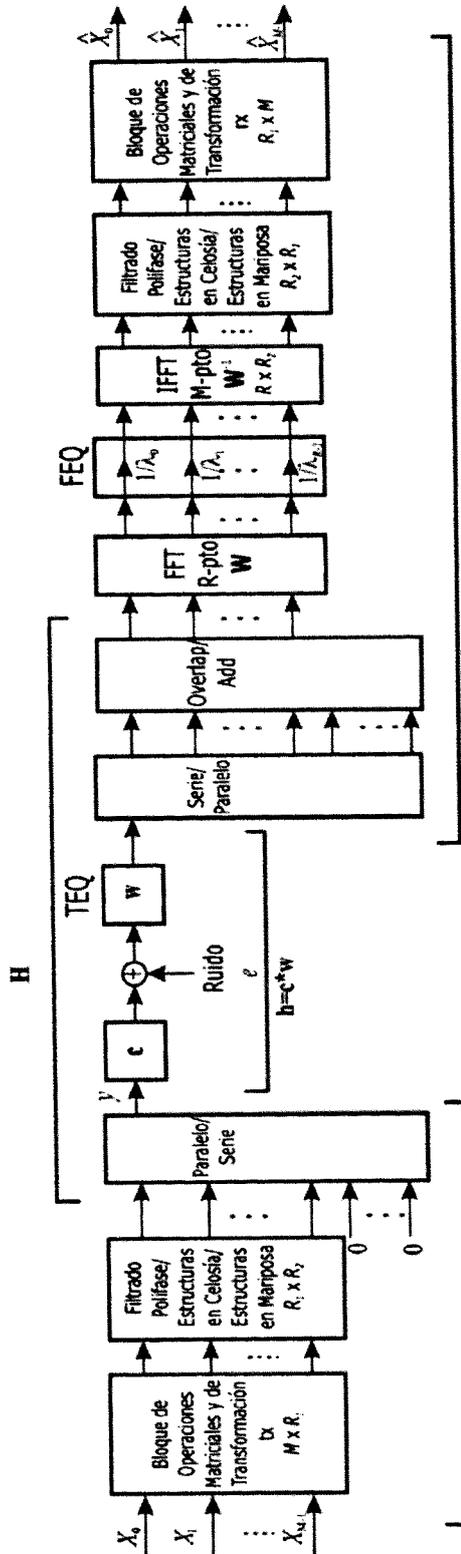


Figura 16

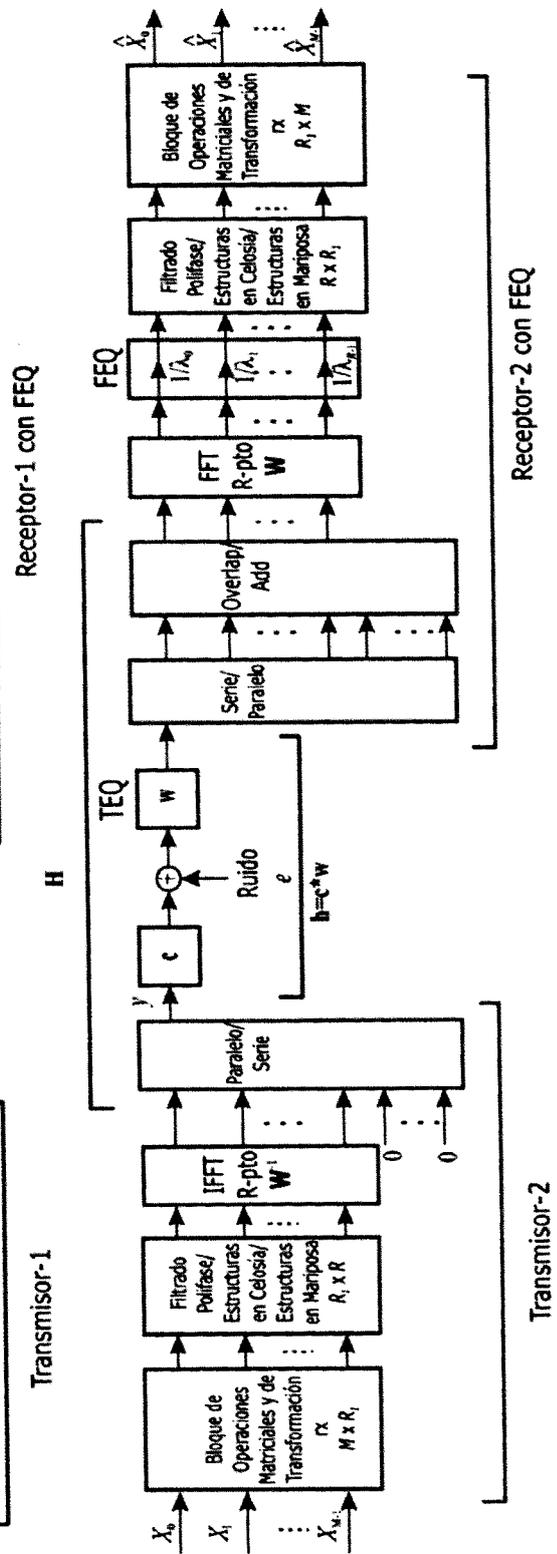


Figura 17

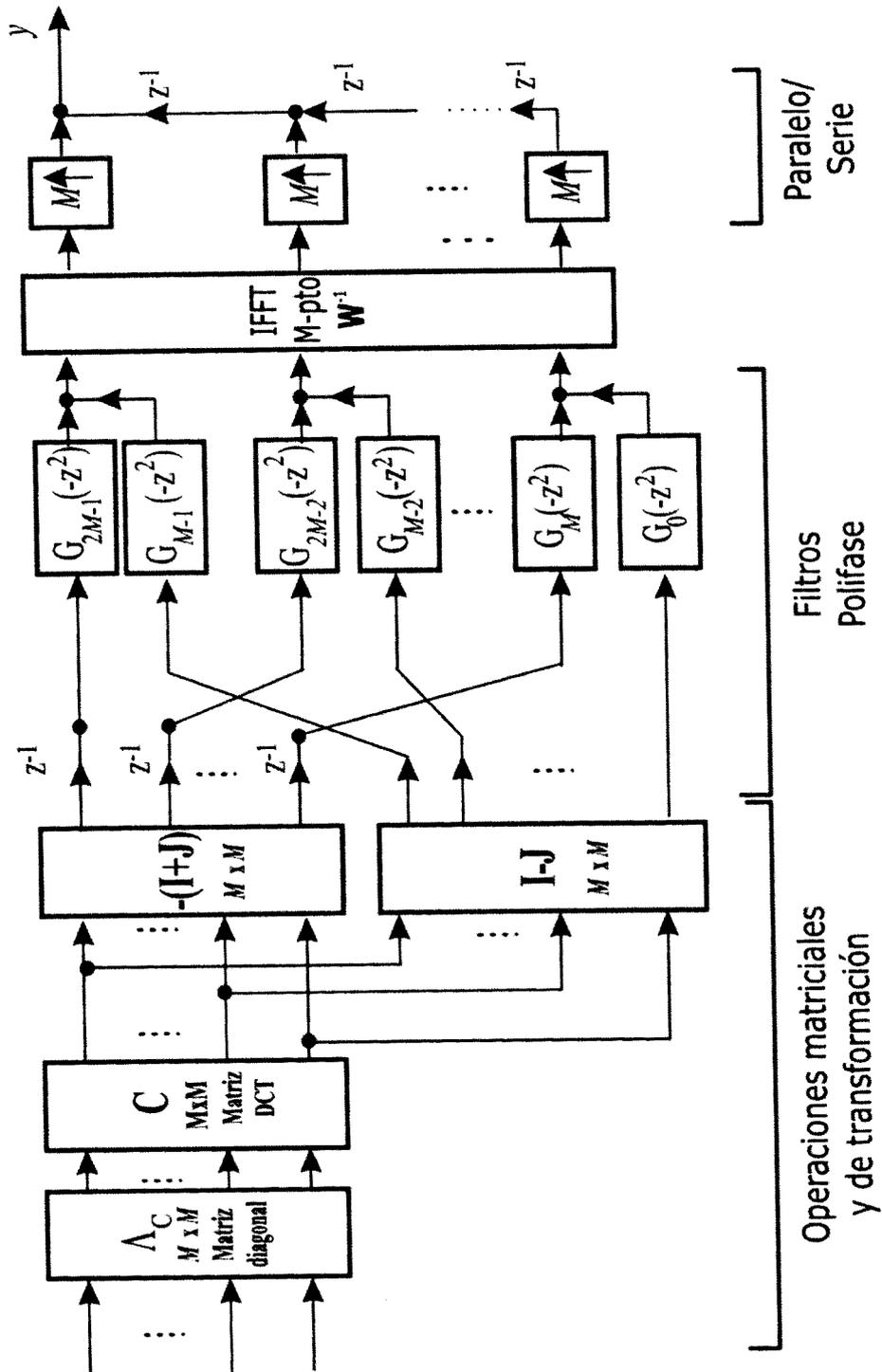


Figura 18

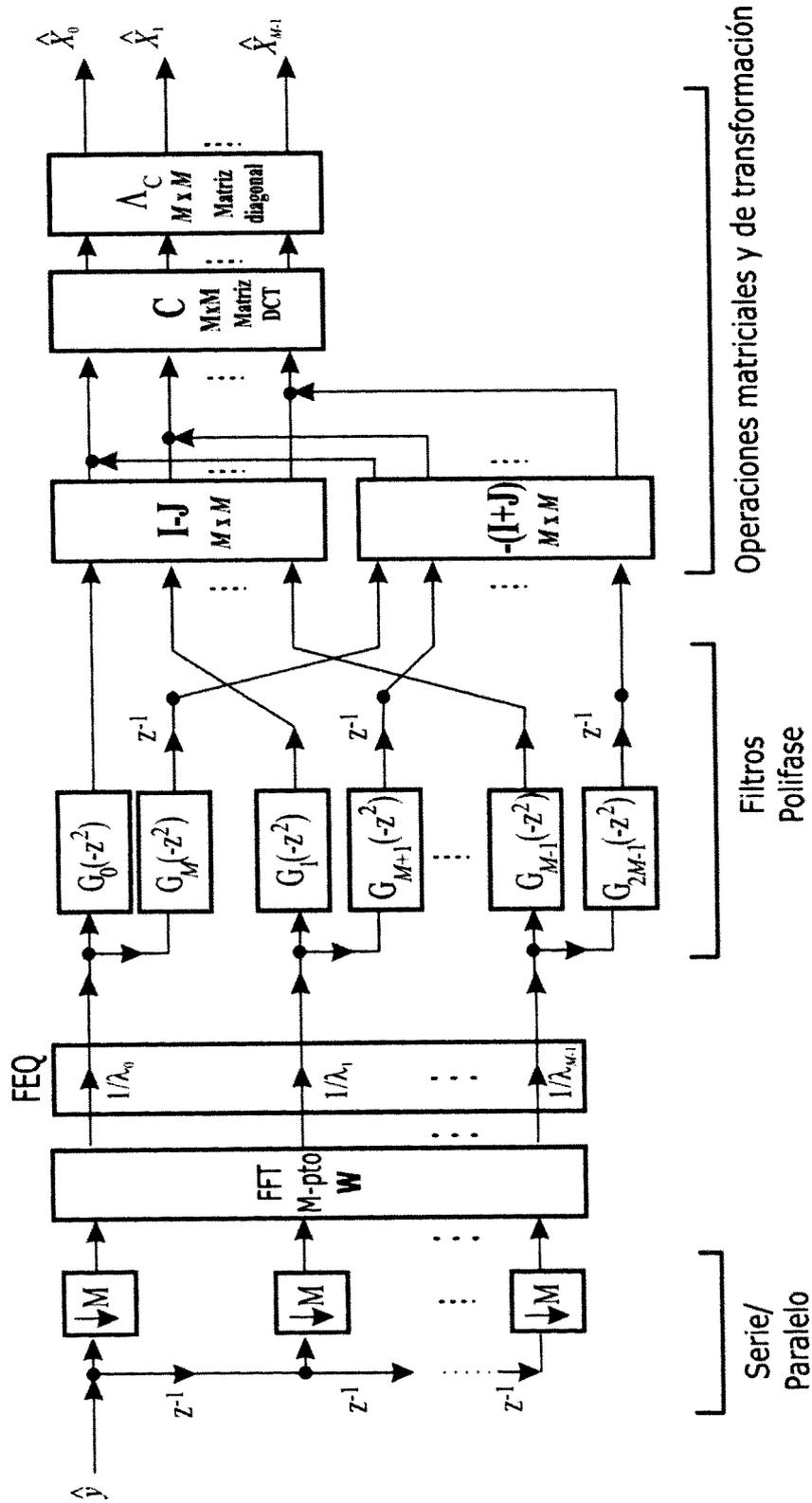


Figura 19

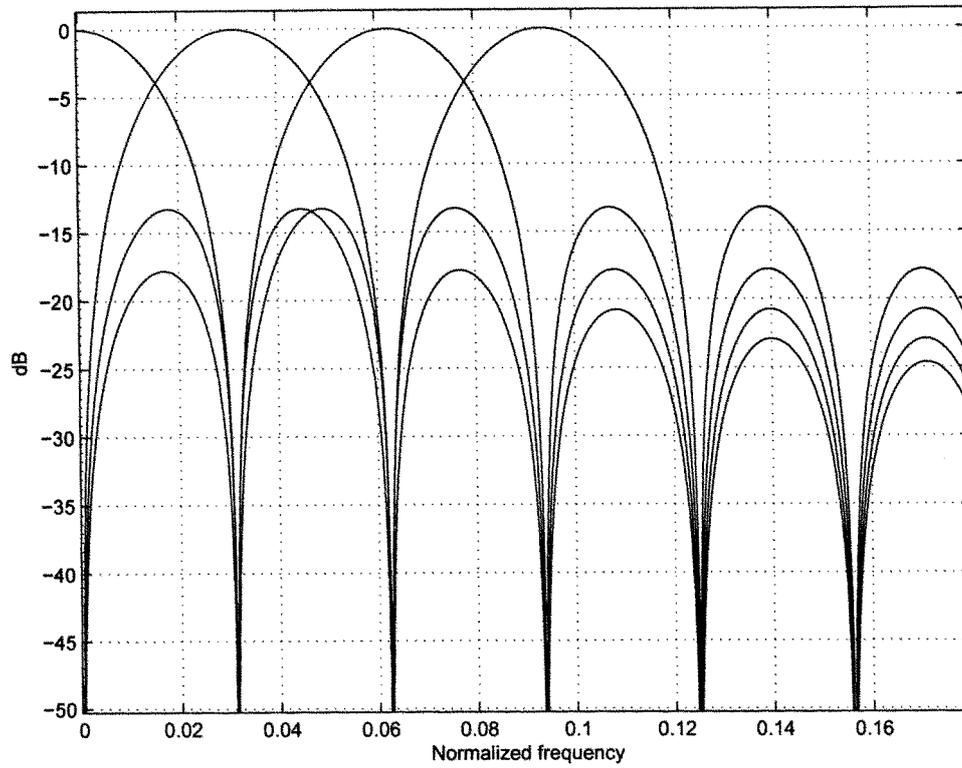


Figura 20

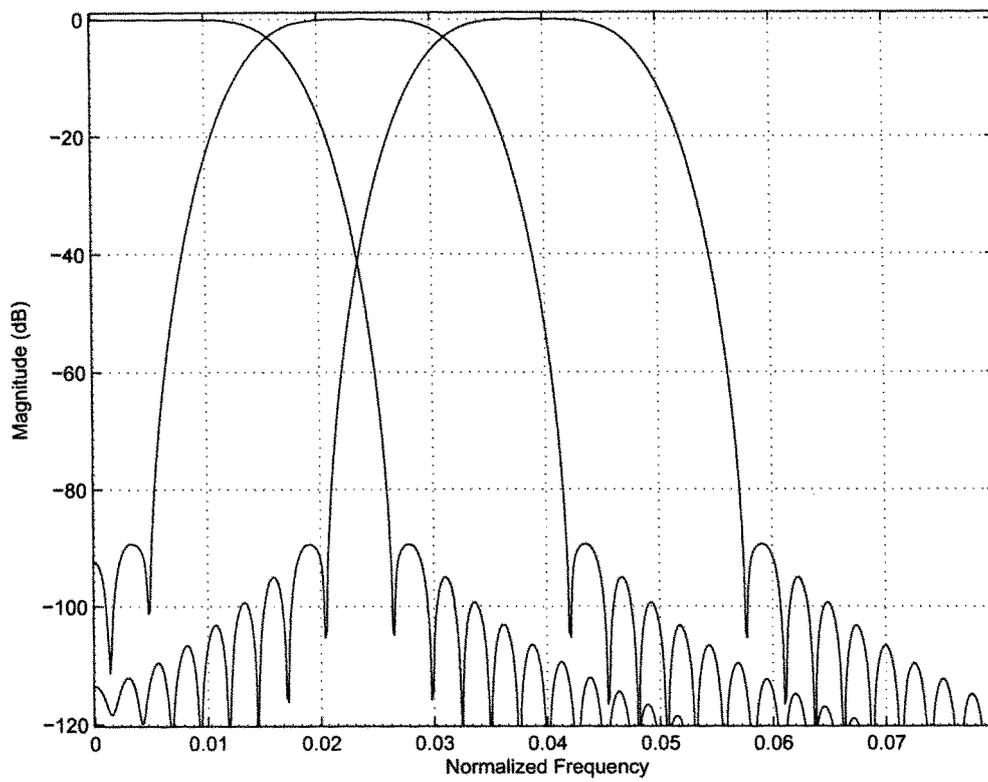


Figura 21

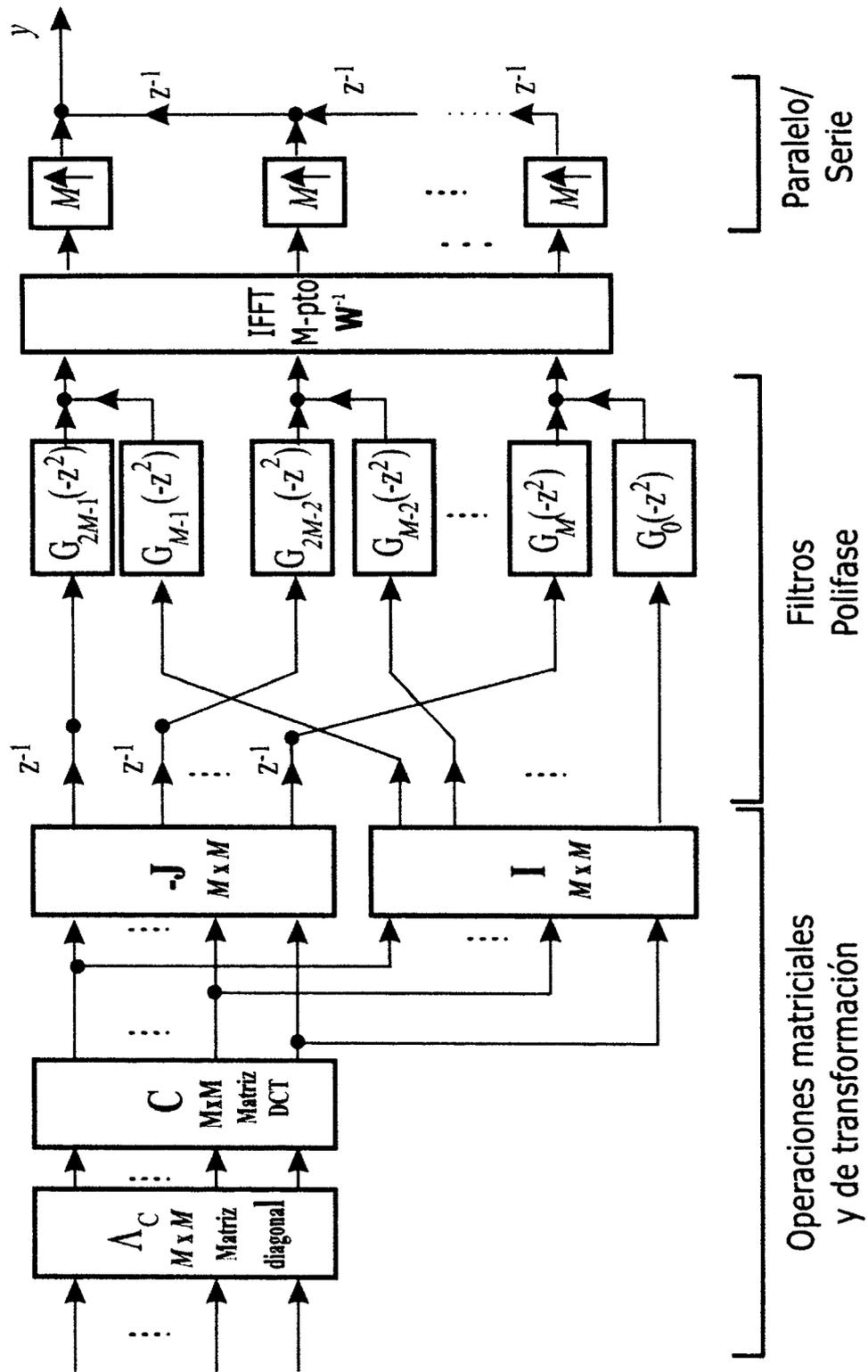


Figura 22

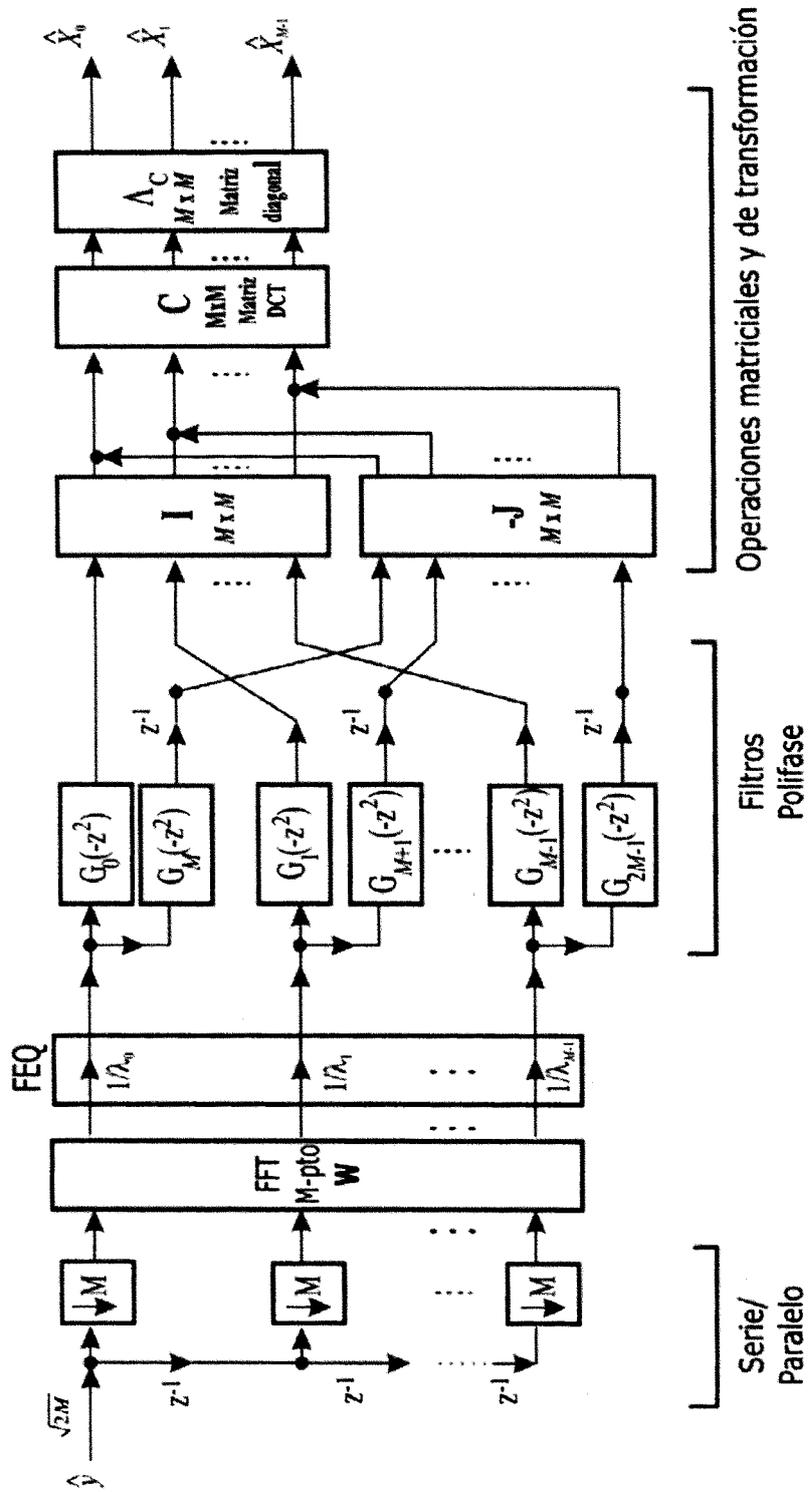


Figura 23

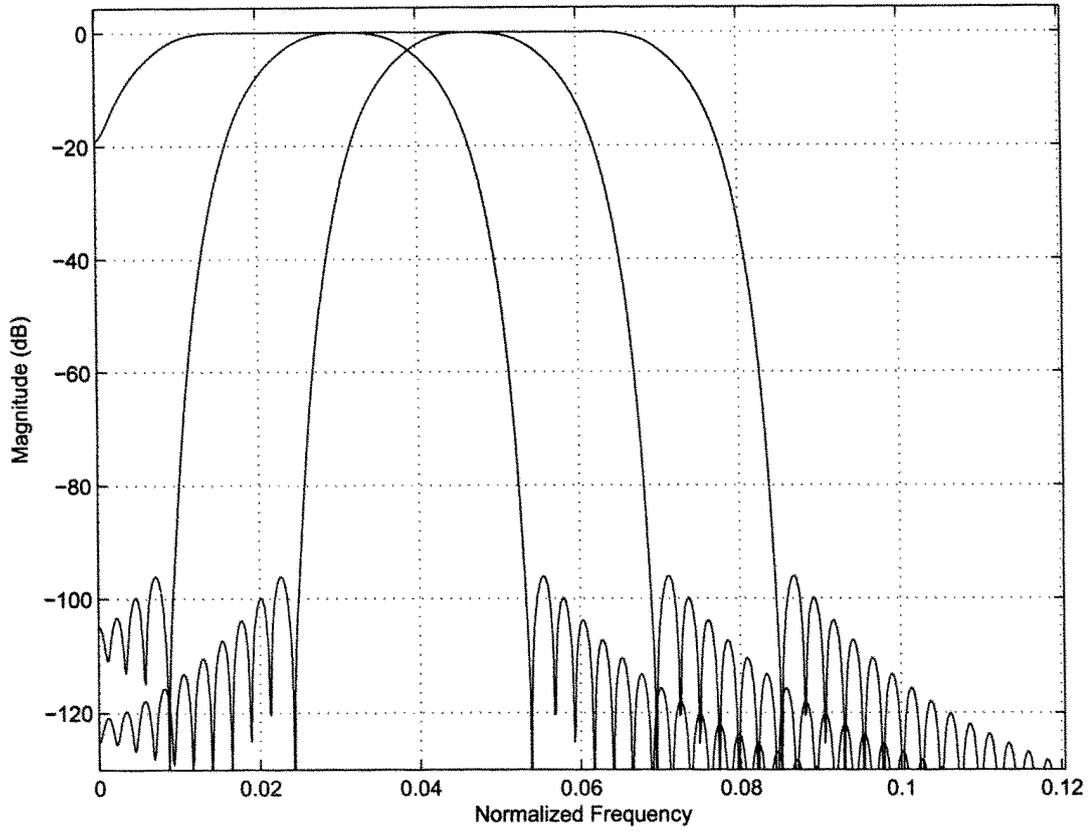


Figura 24



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① ES 2 332 347

② Nº de solicitud: 200801683

③ Fecha de presentación de la solicitud: 04.06.2008

④ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤ Int. Cl.: **H04L 27/26** (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	MYUNG et al. "Single carrier FDMA for uplink wireless transmisión". Vehicular Technology Magazine, IEEE, Sept 2006, Vol 1, Iss3 ISSN: 1556-6072, páginas 30-38. Todo el documento.	1-10
A	GOVARDHANAGIRI et al. "Performance analysis of multicarrier modulation systems using cosine modulated filter banks, in Proc. of IEEE mt. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 3, pp. 1405-1408, Marzo 1999. Todo el documento.	1-10
A	US 6690717 B1 (KIM et al.) 10.02.2004, todo el documento.	1-10
A	WO 2007043789 A1 (KOREA ELECTRONICS TELECOMM; KIM NAM-IL; KIM YOUNG-HOON) 19.04.2007, resumen; figuras 2-3.	1-10
A	WO 2006071056 A1 (SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD) 06.07.2006, resumen; página 2, línea 28 - página 8, línea 33; figuras 1-2.	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

19.01.2010

Examinador

M. Rivas Sáiz

Página

1/5

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H04L27, H04L5, H04J4, H04B1

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, INSPEC

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 19.01.2010

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones 1-10	SÍ
	Reivindicaciones	NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones 1-10	SÍ
	Reivindicaciones	NO

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de **aplicación industrial**. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

Base de la Opinión:

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como ha sido publicada.

1. Documentos considerados:

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	Myung et al. "Single carrier FDMA for uplink wireless transmisión"	30.09.2006
D02	Govardhanagiri et al. "Performance analysis of multicarrier modulation systems using cosine modulated filter banks"	31.03.1999
D03	US 6690717 B1	10.02.2004
D04	WO 2007043789 A1	19.04.2007

2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración

El documento D01 se considera el más del estado de la técnica a la invención solicitada.

El documento D01 describe una técnica de acceso al medio basada en una modulación multiportadora denominada SC-FDMA (single carrier- frequency division multiple access). Tal como indica la figura 2 el transmisor comprende una transformada discreta de Fourier (N-DFT) y una transformada inversa (M-IDFT).

El receptor comprende una transformada inversa (M-DFT), una ecualización y una transformada discreta (N-IDFT). Esta técnica está basada en la multiplexación por división en frecuencia ortogonal OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) en la que se añade una etapa inicial en el transmisor que obtiene una representación en el dominio de la frecuencia de los símbolos de entrada (N-DFT). De esta forma se consigue una expansión de cada bit en todas las subportadoras. La ventaja de la modulación SC-FDMA frente a la OFDM es la reducción de la relación entre la potencia de pico y la potencia media (PAPR peak to average power ratio).

La diferencia fundamental entre la reivindicación 1 y el documento D01 es que en la reivindicación 1 la transformación inicial se realiza mediante un banco de filtros donde cada uno de los filtros se ha obtenido mediante una modulación trigonométrica de coseno, seno, o mixta aplicada a un filtro prototipo. En D01 se utiliza una DFT. El efecto técnico de esta diferencia es mejorar la características de separación espectral entre las subportadoras. El problema técnico que resuelve es cómo separar espectralmente las subportadoras en una modulación SC-FDMA. Este problema no se resuelve ni se plantea en el documento D01.

El documento D02 muestra un análisis de un sistema de modulación multiportadora que utilizan bancos de filtros mediante una modulación trigonométrica en coseno aplicada a una función prototipo. Dicho sistema es comparado a un sistema multiportadora basado en la transformada discreta de Fourier.

El documento D02 no indica un sistema de transmisión como el mencionado en la reivindicación 1 y 2 en el que además de la transformación del banco de filtros se realiza otra transformación en frecuencia que facilita el proceso de igualación por subportadora en el dominio de la frecuencia.

El documento D03 describe un sistema de transmisión con dos etapas. En el transmisor la señal pasa por una transformada de Fourier inversa y posteriormente por un banco de filtros multiplexador modulado en coseno. En el receptor la primera etapa es el banco de filtros y posteriormente, se realiza una ecualización en el dominio del tiempo, la transformada inversa de Fourier y una ecualización en frecuencia. Esta estructura permite minimizar las interferencias entre subbandas independientemente de las características del canal.

El documento D04 describe un sistema de transmisión basado en la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM). El transmisor realiza una transformada discreta del coseno de la parte real de los símbolos y con la parte imaginaria una transformada discreta del seno. Combina estas dos señales y realiza una transformada inversa. El receptor realiza las funciones inversas para obtener la señal transmitida. Al igual que en el documento D01 el objetivo es obtener una mejora en la relación entre la potencia de pico y la potencia media (PAPR).

Hoja adicional

A la vista de lo mencionado anteriormente se concluye que las reivindicaciones 1 y 2 cumple con el requisito de actividad inventiva (Artículo 8 LP) ya que los documentos mencionados no presentan la estructura de transmisión y recepción reivindicada donde como primera etapa de transformación del transmisor y última etapa transformación del receptor se utiliza un banco filtros de modulación trigonométrica con característica de reconstrucción perfecta o de proximidad a la reconstrucción perfecta que mejora la separación espectral entre las subportadoras.

Las reivindicaciones dependientes 3-9, al depender de las reivindicaciones 1, 2, implican actividad inventiva (Artículo 8 LP).

La reivindicación 10 es una reivindicación de sistema. Si se aplica el mismo razonamiento que a las reivindicaciones 1 y 2 se concluye que dicha reivindicación implica actividad inventiva (Artículo 8 LP).