

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 597 750**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.03.2013** **E 13159897 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.06.2016** **EP 2782304**

54 Título: **Procedimiento de ecualización de modulaciones de multi-portadoras de bancos de filtros (FBMC)**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
20.01.2017

73 Titular/es:

**FUNDACIÓ CENTRE TECNOLÒGIC DE
TELECOMUNICACIONS DE CATALUNYA
(100.0%)
Av. Carl Friedrich Gauss, 7
08860 Castelldefels (Barcelona), ES**

72 Inventor/es:

**MESTRE PONS, FRANCESC XAVIER;
MAJORAL RAMONEDA, MARC y
PFLETSCHINGER, STEPHAN**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 597 750 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

Procedimiento de ecualización de modulaciones de multi-portadoras de bancos de filtros (FBMC)

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere a un procedimiento de ecualización de señales en comunicaciones de multi-portadoras basadas en bancos de filtros, que es especialmente útil en las comunicaciones a través de canales sumamente selectivos en frecuencia.

Estado de la técnica

10 Las modulaciones de multi-portadoras de bancos de filtros (FBMC) se han propuesto como alternativas espectralmente eficaces a la clásica modulación del multiplexado por división ortogonal de frecuencia de prefijo cíclico (CP-OFDM). Dos son las principales ventajas de las modulaciones de FBMC con respecto al OFDM: por un lado, no requieren la presencia de un prefijo cíclico; por el otro, se pueden combinar con la modelación de impulsos, lo que garantiza una ocupación espectral bien localizada y evita las emisiones fuera de banda. Estas dos características dan como resultado una modulación de multi-portadoras mucho más eficaz, que hace un mejor uso de los recursos espectrales disponibles.

15 Desafortunadamente, las modulaciones de FBMC presentan un importante inconveniente que ha evitado tradicionalmente su aplicación generalizada en escenarios inalámbricos, es decir, su falta de robustez frente a la selectividad en frecuencia del canal [B. L. Floch, M. Alard y C. Berrou, "Multiplexado por división ortogonal de frecuencia codificada," Actas del IEEE, vol. 83, págs. 982 a 996, 1995]. Es bien sabido que la multi-trayectoria genera interferencia entre símbolos y entre portadoras en el receptor, y este efecto no puede ser compensado por ecualizadores de toma única por sub-portadora (como es el caso en el OFDM tradicional).

20 Hasta ahora, una gran cantidad de investigación se ha dedicado al estudio de las técnicas de ecualización específicas para diferentes arquitecturas de multi-portadoras de bancos de filtros; véase, por ejemplo, [T. Ihalainen, T.H. Stitz, M. Rinne y M. Renfors "Ecualización de canal en la modulación de multi-portadoras basadas en bancos de filtros para las comunicaciones inalámbricas", Revista de EURASIP sobre Avances en Procesamiento de Señales, vol. 2007, págs. 1 a 18, 2007], [H. Lin, C. Lele y P. Siohan, "Ecualización con cancelación de interferencia para un sistema hermitiano simétrico de OFDM / OQAM", en Actas del Simposio Internacional del IEEE sobre Comunicaciones de Línea de Potencia y sus aplicaciones, ISPLC 2008, págs. 363 a 368] , [L. Baltar, D. Waldhauser y J. Nossek, "Ecualización de retro-alimentación de decisiones del sub-canal de MMSE para un sistema de multi-portadoras basadas en bancos de filtros", en Actas del Simposio Internacional del IEEE sobre Circuitos y Sistemas, ISCAS 2009, 2009, págs. 2802 a 2805] o [P. Siohan, C. Siclet y N. Lacaille, "Análisis y diseño de sistemas de OFDM / OQAM basados en la teoría de bancos de filtros", Transacciones del IEEE sobre Procesamiento de Señales, vol. 50, nº 5, págs. 1170 a 1183, mayo de 2002]. Sin embargo, la mayoría de todos los transceptores actuales para modulaciones de multi-portadoras basadas en bancos de filtros (FBMC) obvian esta distorsión y simplemente actúan como si siempre se cumplieron las condiciones de reconstrucción perfecta. Aquí, proponemos un ecualizador que supera efectivamente las limitaciones de los ecualizadores actuales de bancos de filtros.

25 La ecualización de las señales de FBMC es un tema que ha sido explorado ampliamente en la bibliografía. Los enfoques clásicos se han basado en la aplicación directa de los esquemas tradicionales de ecualización al modelo de señales de FBMC en toda su generalidad de tiempo-frecuencia: esquemas de filtrado lineal en el dominio de tiempo-frecuencia [S. Sandberg y M. Tzannes, "Modulación solapada discreta de multi-tonos para las comunicaciones por cable de cobre de alta velocidad", Revista del IEEE sobre áreas seleccionadas en las comunicaciones, vol. 13, nº 9, págs. 1571 a 1585, diciembre de 1995], [T. Wiegand y N. Fliege, "Ecualizadores para trans-multiplexadores en la transmisión múltiple de datos de portadoras ortogonales", en Actas de la Conferencia Europea de Procesamiento de Señales, Trieste, Italia, 1996], [B. Farhang-Boroujeny y L. Lin, "Análisis de ecualizadores pos-combinadores en sistemas trans-multiplexadores basados en bancos de filtros modulados por cosenos", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 51, nº 12, págs. 3249 a 3262, diciembre de 2003], "Ecualizadores lineales y de realimentación por decisiones, fraccionalmente espaciados, en la entrada del receptor" [L. Vandendorpe, L. Cuvelier, F. Deryck, J. Louveaux y O. van de Wiel, "Detectores lineales y de realimentación por decisión, fraccionalmente espaciados, para trans-multiplexadores", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 46, nº 4, págs. 996 a 1.010, abril de 1998], "Realimentación por decisiones antes de la detección" [H. Lin, C. Lélé y P. Siohan, "Ecualización con cancelación de interferencia para sistemas simétricos hermitianos de OFDM / OQAM", en Actas del Simposio Internacional del IEEE sobre Comunicaciones de Línea de Potencia y sus Aplicaciones, 2008, págs. 363 a 368], entre otros. Estos enfoques acusan típicamente una alta complejidad de cálculo debido al hecho de que la señal debe ser procesada o filtrada a lo largo de ambos dominios de frecuencia y tiempo. Para superar esto, estudios más recientes han propuesto la ecualización por sub-portadora, basada en bancos de filtros que funcionan independientemente en cada sub-portadora pero, por lo general, diseñados teniendo en cuenta el efecto de las sub-portadoras adyacentes [T. Ihalainen, T. H. Stitz, M. Rinne y M. Renfors, "Ecualización de canal en la modulación de multi-portadoras basada en bancos de filtros para comunicaciones inalámbricas", Revista de EURASIP sobre Avances en el Procesamiento de Señales, vol. 2007, págs. 1 a 18, 2007], [D. Waldhauser, L. Baltar y J. Nossek, "Ecualización de sub-portadoras de MMSE para sistemas

de multi-portadoras basados en bancos de filtros", en Actas del 9º Taller del IEEE sobre Avances en el Procesamiento de Señales en las comunicaciones inalámbricas, 2008, págs. 525 a 529], [L. Baltar, D. Waldhauser y J. Nossek, "Ecuación de realimentación por decisión de sub-canales de MMSE para sistemas de multi-portadoras basados en bancos de filtros", en Actas del Simposio Internacional del IEEE sobre Circuitos y Sistemas, ISCAS 2009, págs. 2802 a 2805], [S. Nedic y N. Popovic, "DFE por contenedor para sistemas avanzados de transmisión inalámbrica de datos de portadoras múltiples, basados en OQAM", en Actas del Seminario Internacional de Zúrich sobre comunicaciones de banda ancha, 2002, págs. 38-1 a 38-6].

El documento

D1 MAURICE BELLANGER: "FS-FBMC: Un esquema alternativo para la transmisión de multi-portadoras basada en bancos de filtros", CONTROL DE COMUNICACIONES Y PROCESAMIENTO DE SEÑALES (ISCCSP), 5º SIMPOSIO INTERNACIONAL de 2012, IEEE, 2 de mayo de 2012 (2012-05-02), páginas 1 a 4, XP032188167, DOI: 10.1109 / ISCCSP.2012.6217776 ISBN: 978-1-4673-0274-6.

divulga una FBMC de dispersión de frecuencia (FS-FBMC) que se basa en la FFT. Ofrece un enfoque alternativo para la implementación de las FBMC, explotando las opciones del dominio de la frecuencia.

Estos enfoques son mucho más asequibles desde el punto de vista del cálculo, pero son inherentemente sub-óptimos debido a que no consideran la estructura completa del modelo de señales de tiempo-frecuencia.

Sumario de la invención

Es un primer objeto de la presente invención proporcionar un procedimiento de ecualización de señales de modulaciones de multi-portadoras, basadas en bancos de filtros (FBMC), caracterizado porque comprende las etapas de:

a.- conversión de serie a paralelo de la señal recibida, en un convertidor de serie a paralelo, en una primera pluralidad (M) de flujos paralelos de sub-portadoras;

b.- procesamiento de cada sub-portadora de la primera pluralidad (M) de las señales de sub-portadoras paralelizadas, por una pluralidad (K) de bancos de filtros paralelos; y

c.- ponderación de la salida de dichos K bancos de filtros paralelos con ponderaciones, con el fin de formar un nuevo conjunto de M señales.

Según una característica adicional de la presente invención, dicho procesamiento de las señales de sub-portadoras se lleva a cabo utilizando un derivado sucesivo, del dominio del tiempo, de un filtro original en cada banco de filtros correspondiente, en lo sucesivo denominado "prototipo".

En una realización de la presente invención, los bancos de filtros paralelos se construyen utilizando una aproximación a los derivados del dominio del tiempo del prototipo original.

Preferentemente, cada banco de filtros se construye utilizando una red polifásica que emplea una operación de FFT o IFFT.

De acuerdo a otra característica de la presente invención, el procedimiento comprende la etapa de procesamiento y / o ecualización adicional de las señales que resultan después de combinar las salidas de los K bancos de filtros paralelos. Dicha ecualización asociada a una sub-portadora puede consistir en: una operación de filtrado; una multiplicación de toma única por una ponderación adecuada; y / o una multiplicación de toma única por el inverso de la respuesta de frecuencia de canal en la frecuencia de sub-portadora.

En este último caso, las ponderaciones utilizadas para combinar la salida desde los K bancos de filtros paralelos (422, 422', 422'',...) de las M señales en cada uno están fijadas por un banco de filtros y tienen asignado un valor definido por la expresión:

$$a_k(m) = \frac{1}{H(f_m)} \sum_{r=0}^{k-1} \frac{(-j)^{k-r}}{(k-r)!} H^{(k-r)}(f_m) a_r(m)$$

para el k-ésimo banco genérico de filtros, en el que H(fm) indica la respuesta de frecuencia de canal en la m-ésima frecuencia de sub-portadora, y H^(k)(fm) indica el k-ésimo derivado del dominio de la frecuencia de la respuesta del canal en la m-ésima frecuencia de sub-portadora.

Aquí, H(fm) y H^(k)(fm), k = 1, ..., K, pueden ser reemplazados por las estimaciones o aproximaciones de los mismos. La salida de la sub-portadora m del k-ésimo banco de filtros puede ser multiplicada por la ponderación a_k(m), k = 1, ..., K, m = 1, ..., M, y donde se añaden las señales resultantes por cada sub-portadora.

De acuerdo a una forma de realización, la pluralidad (K) de bancos de filtros paralelos se fija de antemano de acuerdo a la respuesta de frecuencia del canal.

5 La presente invención es capaz de superar los procedimientos de ecualización tradicionales (ya sea basados en la ecualización de FIR por sub-portadora o basados en esquemas de filtrado lineal en el dominio de tiempo-frecuencia), logrando una reducción significativa, tanto en la complejidad de cálculo como en la potencia de distorsión de salida.

10 Como se indica, el procedimiento propuesto de ecualización de señales de FBMC comprende el procesamiento de lo recibido en un cierto número de bancos de filtros en paralelo, siendo este número indicado en adelante como "K". Cada etapa funciona independientemente en paralelo y, básicamente, filtra la señal de entrada utilizando un banco de filtros construido a partir de los derivados del pulso prototípico original de recepción en el dominio del tiempo. La salida de todas estas etapas es luego reducida en frecuencia (por ejemplo, transformada mediante una FFT / IFFT) y combinada adecuadamente en el nivel de sub-portadora. La arquitectura propuesta es capaz de recuperar la señal sin distorsión, dentro de un error muy pequeño, mucho menor que el error obtenido por otros procedimientos tradicionales de ecualización de FBMC.

15 El procedimiento propuesto para ecualizar la señal de FBMC comprende las etapas de: recibir una señal y distribuirla en K etapas paralelas; procesar la señal en cada etapa paralela, por un banco de filtros específico de la etapa; reducir la frecuencia de la señal en cada etapa paralela; combinar las señales en las K etapas usando un conjunto adecuado de ponderaciones y aplicar, optativamente, un ecualizador tradicional de FBMC.

20 La presente invención también proporciona un sistema que comprende medios adaptados para llevar a cabo las etapas del procedimiento, así como un programa de ordenador que comprende medios de código de programa informático, adaptados para realizar las etapas del procedimiento cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digitales, una formación de compuertas programables en el terreno, un circuito integrado específico de la aplicación, un microprocesador, un micro-controlador o cualquier otra forma de hardware programable.

25 De acuerdo a un segundo aspecto de la presente invención, se divulga un programa informático, que comprende medios de código de programa informático adaptados para realizar las etapas del procedimiento precitado, cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digitales, una formación de compuertas programables en el terreno, un circuito integrado específico de la aplicación, un microprocesador, un micro-controlador o cualquier otra forma de hardware programable.

Las ventajas de la invención propuesta resultarán evidentes en la descripción que sigue.

30 **Breve descripción de los dibujos**

Para completar la descripción y con el fin de proporcionar una mejor comprensión del procedimiento de la presente invención, se proporciona un conjunto de dibujos adjuntos. Dichos dibujos son parte integral de la descripción e ilustran un modo de realización preferente de la invención, que no debería interpretarse como una restricción del alcance de la invención, sino solo como un ejemplo de cómo se puede realizar la invención. En los dibujos adjuntos:

35 la Fig. 1 muestra un diagrama de bloques del típico escenario de comunicación al que podría aplicarse la presente invención;

la Fig. 2 muestra un diagrama de bloques de una realización preferente del modulador de comunicaciones de multi-portadoras basadas en bancos de filtros (FBMC) de la Fig. 1, de acuerdo a la presente invención;

40 la Fig. 3 muestra la estructura típica del banco de filtros, construido a partir de un filtro prototípico $P(f)$, mostrado en la Fig. 2;

la Fig. 4 representa la respuesta espectral de los múltiples flujos de símbolos paralelos a la salida del modulador de comunicaciones de multi-portadoras basado en bancos de filtros (FBMC) y la respuesta aproximada a un canal selectivo en frecuencia, de acuerdo a la presente invención;

la Fig. 5 muestra un diagrama de bloques del demodulador convencional de FBMC, según la técnica anterior.

45 la Fig. 6 muestra un diagrama de bloques del demodulador de FBMC propuesto de la Fig. 1, de acuerdo a la presente invención; y

la Fig. 7 es un gráfico que muestra el rendimiento de un ecualizador de acuerdo a la presente invención, en términos de la tasa de errores de símbolos, como una función de la razón entre señal y ruido para diferentes valores del número de etapas paralelas.

50 **Descripción de los modos de realización preferentes de la invención**

La implementación de la presente invención puede llevarse a cabo de acuerdo a la configuración ilustrada en la Fig. 1:

1. En la entrada de un transmisor (100), un flujo de bits (150) se codifica de acuerdo a algún libro de códigos (110) y luego se convierte, de flujo en serie a flujo en paralelo, en M diferentes ramas en el convertidor de S / P (120).

5 2. Para cada una de estas M ramas, el flujo de bits es correlacionado con una secuencia de símbolos complejos obtenidos a partir de una determinada constelación en un bloque de correlación (130). La constelación seleccionada puede ser diferente para cada rama, y la constelación nula también puede ser usada (en cuyo caso, no se asigna ningún bit a una rama particular). Además, cada flujo de símbolos se pondera con un factor de amplificación que puede ser diferente en cada rama. La decisión sobre qué constelación y qué factor de potencia se utiliza para cada una de las M ramas se toma de acuerdo a alguna información de estado de canal que se obtiene en el receptor.

10 3. Los M flujos de símbolos paralelos obtenido en la operación anterior ($x_1(n), \dots, x_M(n)$) se modulan luego de acuerdo a una modulación de multi-portadoras de bancos de filtros (FBMC) en el modulador de FBMC (140) y la señal resultante es enviada a través de un medio de transmisión (200).

15 4. En el receptor (400), se llevan a cabo las operaciones inversas. En primer lugar, la señal se desmodula en el demodulador de FBMC (420) en M flujos de símbolos en paralelo ($y_1(n), \dots, y_M(n)$) que, en condiciones ideales, coincidirían con el flujo original de símbolos $x_1(n), \dots, x_M(n)$. Sin embargo, debido a la presencia de ruido y de un canal no ideal, estos símbolos serán versiones distorsionadas de los originales.

5. A la salida del demodulador de FBMC (420) los M flujos de símbolos paralelos ($y_1(n), \dots, y_M(n)$) se someten a una conversión de paralelo a serie en el convertidor de de P / S (440) y la señal en serie que sale del mismo se somete a decodificación suave en el decodificador (450).

20 La estructura del modulador de FBMC (140) y del demodulador clásico (420) se muestran, respectivamente, en la Fig. 2 y la Fig. 5. Como se muestra en la Fig. 2, el modulador de FBMC (140) consiste en los siguientes bloques:

25 1. Un bloque de etapa de pre-procesamiento (141), que prepara a los símbolos complejos de entrada ($x_1(n), \dots, x_M(n)$) para su traslación de frecuencia. Por ejemplo, si se emplea la modulación OQAM, esta etapa escalonaría las partes real e imaginaria de los símbolos transmitidos en el dominio del tiempo, que luego podrían multiplicarse por una ponderación compleja adecuada; véase también [P. Siohan, C. Siclet y N. Lacaille, "Análisis y diseño de sistemas de OFDM / OQAM basados en la teoría de bancos de filtros", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 50, nº 5, págs. 1170 a 1183, mayo de 2002].

2. Un bloque de operación de traslación de frecuencia (142), que aumenta la frecuencia de las muestras en cada una de las M ramas hasta un conjunto de M frecuencias distintas, indicadas aquí como f_1, f_2, \dots, f_M . Este bloque de operación de traslación de frecuencia (142) se implementa habitualmente con una operación de IFFT.

30 3. Un primer banco de filtros (143), que consiste en M filtros paralelos que implementan la modelación de impulsos.

4. Una red de reconstrucción (144), que consiste básicamente en operaciones de retardo y suma y diezmado, que transforman la señal en un flujo adecuado a transmitir.

35 Existen varias opciones en la técnica con el fin de construir estos diferentes bloques (141, 142, 143, 144). En cualquier caso, el objetivo del modulador de FBMC es siempre la generación de una señal digital que consiste en una combinación lineal de los flujos de símbolos de entrada ($x_1(n), \dots, x_M(n)$) de tal manera que la respuesta de frecuencia efectiva experimentada por el m -ésimo flujo de bits sea proporcional a $P(f-f_n)$, donde $P(f)$ es una respuesta prototípica fijada por el sistema y f_n es la frecuencia utilizada para el aumento en frecuencia del n -ésimo flujo de símbolos en la operación de traslación de frecuencia (142).

40 La fig. 3 muestra la estructura del primer banco de filtros (143), implementado a partir del conjunto paralelo de filtros $P_1(f), P_2(f), \dots, P_M(f)$ (143). Habitualmente, el k -ésimo filtro $P_k(f)$ se obtiene como una versión diezmada de un original - mencionado como "prototipo" en la técnica e indicado aquí por $P(f)$ - después de la traslación a la k -ésima frecuencia de sub-portadora f_k , es decir, $P_k(f)$ es una versión diezmada de $P(f-f_k)$. Si se usan modulaciones OQAM en (130), el factor de diezmado es generalmente igual a la mitad del número de sub-portadoras ($M/2$).

45 La fig. 4 representa la respuesta espectral típica experimentada por los múltiples flujos de símbolos paralelos ($x_1(n), \dots, x_M(n)$) y se mide a la salida del modulador de FBMC (140). El n -ésimo flujo de símbolos atraviesa un canal lineal cuya respuesta de frecuencia es proporcional a $P(f-f_n)$, que es igual a una respuesta de frecuencia prototípica $P(f)$ centrada en la frecuencia $f = f_n$.

50 La fig. 5 representa la estructura típica del demodulador de FBMC (bloque 420). Después de una etapa de reconstrucción de serie a paralelo en el bloque 421, que, básicamente, implementa la inversa de la red del bloque de reconstrucción (144), se implementa un segundo banco de filtros (422) edificado a partir de un conjunto de M filtros paralelos (no mostrados). Cada uno de estos M filtros paralelos está implementando esencialmente el filtro coincidente de la rama correspondiente en el primer banco de filtros (143). En otras palabras, si $P_m(f)$ indica la respuesta de frecuencia del m -ésimo filtro de rama en el primer banco de filtros (143), el filtro correspondiente en la m -ésima rama del segundo banco de filtros (422) tiene una respuesta de frecuencia proporcional a $P_m^*(f)$, donde $(\cdot)^*$ indica el conjugado complejo.

55

Tras dicho segundo banco de filtros (422), un módulo de reducción de frecuencia (423), implementado habitualmente mediante una operación de FFT / IFFT, convierte los múltiples flujos de símbolos en sus equivalentes de banda base. La etapa de pos-procesamiento final (424) prepara las muestras recibidas para el ecualizador, y básicamente invierte algunas de las operaciones realizadas por la etapa de pre-procesamiento (141). Cabe señalar que existen maneras eficaces, en términos de cálculos, de implementar el demodulador de FBMC (420); muy destacadamente, la "implementación polifásica" construida mediante una FFT / IFFT, como se muestra en el artículo de [P. Siohan, C. Siclet, y N. Lacaille, "Análisis y diseño de sistemas de OFDM / OQAM basados en la teoría de bancos de filtros", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 50, n° 5, págs. 1170 a 1183, mayo de 2002].

5 La respuesta de frecuencia prototípica $P(f)$ está habitualmente diseñada de forma que la concatenación del modulador de FBMC (140), seguido por el demodulador de FBMC (420), no produzca ninguna distorsión o diafonía entre las M diferentes ramas del sistema. En otras palabras, las respuestas de frecuencia de filtro $P_m(f)$, $m = 1, \dots, M$, son implementadas para asegurarse de que, en presencia de un canal ideal sin distorsión en los medios de transmisión (200), las señales de salida $y_1(n), \dots, y_M(n)$ sean proporcionales a las de entrada $x_1(n), \dots, x_M(n)$. Estas se mencionan, por lo general, como condiciones de reconstrucción perfecta. Cuando $P(f)$ es par y de valor real y M es un número par, puede obtenerse un conjunto universal de condiciones de reconstrucción para múltiples tipos de modulaciones de bancos de filtros (tales como modulaciones de bancos de filtros por cosenos [T. Q. Nguyen, R.D. Koilpillai, "La teoría y el diseño de bancos de filtros y onduladas, modulados por cosenos de longitud arbitraria, que satisfacen la reconstrucción perfecta", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 44, págs. 473 a 483, marzo de 1996], Modulaciones de DFT modificadas [T. Karp, N. J. Fliege, "Bancos de filtros de MDFT con reconstrucción perfecta", Actas del Simposio Internacional del IEEE sobre Circuitos y Sistemas, vol. 1, Seattle, WA, abril de 1995, págs. 744 a 747] o Modulaciones de OFDM / OQAM [P. Siohan, C. Siclet y N. Lacaille, "Análisis y diseño de sistemas de OFDM / OQAM basados en la teoría de bancos de filtros", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 50, n° 5, págs. 1170 a 1183, mayo de 2002]). Cuando el mismo pulso prototípico se utiliza a ambos lados del sistema de comunicación, el pulso está diseñado para presentar simetría par y el factor de diezmo es la mitad del número de sub-portadoras ($M / 2$); estas condiciones se pueden formular como:

$$(1) \quad P_m(f) P_m^*(-f) + P_{m+M/2}(f) P_{m+M/2}^*(-f) = 1, \quad m=1, \dots, M.$$

Consideraremos aquí que se satisfacen las condiciones de reconstrucción perfecta, de modo que en presencia de un canal ideal, sin ruido y libre de distorsión, las señales en la salida del demodulador de FBMC (420) sean proporcionales a las de la entrada del modulador de FBMC (140).

La situación es muy diferente en presencia de un canal ruidoso no ideal, selectivo en la frecuencia. Sea $H(f)$ la respuesta de frecuencia de canal de los medios de transmisión (200). Si el número de portadoras M es suficientemente grande y $P(f)$ es suficientemente estrecha en el dominio de la frecuencia (véase la Fig. 4), tendremos aproximadamente

$$(2) \quad P(f-f_m) P(f-f_k) \approx 0$$

para $k \neq m$. En esta situación, el efecto del canal sobre cada uno de los M flujos paralelos será aproximadamente equivalente a la multiplicación por una ponderación compleja, dada por la respuesta del canal a la frecuencia correspondiente. Más concretamente, tendremos aproximadamente

$$(3) \quad y_m(n) \approx H(f_m) x_m(n) + w_m(n)$$

donde $w_m(n)$ es un término de ruido causado por los medios de transmisión (200). En este caso, los ecualizadores (425) se pueden implementar de una manera muy sencilla mediante la multiplicación por el inverso del coeficiente correspondiente, a saber, $H^{-1}(f_m)$. En otras palabras, la salida del m -ésimo ecualizador de rama se obtendrá mediante

$$(4) \quad z_m(n) = H^{-1}(f_m) y_m(n) \approx x_m(n) + H^{-1}(f_m) w_m(n)$$

que es igual a los símbolos transmitidos $x_m(n)$ más algún término de ruido.

Desafortunadamente, las aproximaciones en (2) a (3) solamente valen para un M muy alto y una $P(f)$ muy estrecha. En la práctica, tendremos $P(f-f_m)P(f-f_k) \neq 0$ y, por lo tanto, la salida del demodulador de FBMC será aproximadamente igual a

$$(5) \quad y_m(n) \approx H(f_m)x_m(n) + e_m(n) + w_m(n)$$

donde $e_m(n)$ es un término adicional que contiene interferencia entre símbolos y entre portadoras, y que depende del canal $H(f)$ y del prototipo $P(f)$. Este término desaparecerá cuando M aumenta hasta el infinito, pero en la práctica presentará una muy alta magnitud para valores moderados de M , como es el caso en situaciones prácticas. De

hecho, la presencia de este término ha estimulado una gran cantidad de investigación sobre sistemas de ecualización alternativos que intentan anular su contribución.

La invención propuesta consiste en una arquitectura de demodulador / ecualizador para modulaciones de FBMC en canales selectivos en frecuencia. La arquitectura del ecualizador se compone de varias etapas paralelas que se combinan linealmente por cada sub-portadora. El tradicional ecualizador por sub-portadora de toma única se obtiene como un caso especial del ecualizador propuesto cuando el número de etapas se fija en uno. Tanto los estímulos como las predicciones analíticas indican que pueden obtenerse ganancias de alto rendimiento complementando sencillamente el tradicional ecualizador por sub-portadora de toma única con una etapa adicional en paralelo, es decir, usando sólo $K = 2$ etapas.

La arquitectura propuesta de demodulador-ecualizador se muestra en la Fig. 6. Se corresponde con el bloque 420 en la Fig. 1. La arquitectura del receptor consiste en K etapas paralelas, donde K es un número natural. El receptor tradicional en la Fig. 5 corresponde al caso $K = 1$, por lo que, en general, consideramos $K > 1$. Como en el receptor convencional, la señal de entrada se pasa a través de un convertidor de serie a paralelo (421), y el resultado es filtrado por los K segundos bancos de filtros (422, 422', 422'') en paralelo. Cada segundo banco de filtros (422) se construye utilizando un filtro prototípico diferente. El primero de los segundos bancos de filtros (422) se construye utilizando el conjugado del filtro prototípico original utilizado en el transmisor en el dominio de la frecuencia ($P^*(f)$). Los otros segundos bancos de filtros (422') se construyen de la misma manera, pero usando los derivados sucesivos en el dominio del tiempo del pulso prototípico original. Por lo tanto, por ejemplo, el segundo de los segundos bancos de filtros (422') se construye utilizando como prototipo el filtro $-j2\pi f P^*(f)$ en el dominio de la frecuencia, en donde j es la unidad imaginaria. De manera similar, el segundo banco de filtros (422'') utilizado en la k -ésima rama paralela se construye utilizando el prototipo $(-j2\pi f)^{(k-1)} P^*(f)$.

Después del filtrado por los K diferentes segundos bancos de filtros (422, 422', 422''), la señal en cada rama paralela se reduce en frecuencia (habitualmente, usando una operación de FFT), en los reductores de frecuencia (423). Después, la señal se combina sub-portadora a sub-portadora, usando algunos coeficientes que se definirán a continuación. El resultado es entonces optativamente pos-procesado en el pos-procesador (424), que es exactamente el mismo bloque que se utilizaría en el demodulador convencional.

Para combinar las señales procedentes de las K diferentes etapas paralelas, el sistema propuesto utiliza algunos coeficientes $a_k(m)$, $k = 1, \dots, K$, $m = 1, \dots, M$, de manera que la m -ésima sub-portadora en la k -ésima etapa paralelo se multiplique por el coeficiente $a_k(m)$. Los coeficientes utilizados para combinar las señales procedentes de la sub-portadora m pueden ser elegidos de forma recursiva, según lo siguiente: Inicialización: $a_1(m) = \frac{1}{H(f_m)}$ (como en el tradicional ecualizador de toma única por cada sub-portadora) Para $k = 2:K$,

$$a_k(m) = -\frac{1}{H(f_m)} \sum_{r=0}^{k-1} \frac{(-j)^{k-r}}{(k-r)!} H^{(k-r)}(f_m) a_r(m)$$

Donde $H^{(k)}(f_m)$ indica el k -ésimo derivado del canal (en el dominio de la frecuencia) evaluado a la frecuencia f_m .

La Tabla I presenta una evaluación de la complejidad de cálculo del receptor de FBMC (400), que incluye varios tipos de ecualizadores en términos de multiplicaciones y sumas de valores reales, suponiendo que el número de portadoras M es una potencia de dos y que la implementación polifásica en [P. Siohan, C. Siclet y N. Lacaille, "Análisis y diseño de sistemas de OFDM / OQAM basados en la teoría de bancos de filtros", Transacciones del IEEE sobre procesamiento de señales, vol. 50, nº 5, págs. 1170 a 1183, mayo de 2002] se utiliza para implementar los bancos de filtros de recepción (422, 422', 422'').

Tabla I

Ecualizador	Multiplicaciones de valores reales	Sumas de valores reales
Toma única por sub-portadora	$M(\log_2(M/2) + 2k + 2) + 4$	$M(3\log_2(M/2) + 2k) + 4$
Propuesta ($K > 1$ etapas)	$M(\log_2(M/2) + 2k + 2M)K + 4K$	$M(3\log_2(M/2) + 2k + 2)K - 4M + 4K$
FIR (Ntomas), por cada sub-portadora	$M(\log_2(M/2) + 2k + 4N_{tomas} + 2M)K + 4$	$M(3\log_2(M/2) + 2k + 4N_{tomas} - 2)K + 4$
FIR (Ntomas), multi-banda (Nf bandas)	$M(\log_2(M/2) + 2k + 4nF \cdot N_{tomas} + 2) + 4K$	$M(3\log_2(M/2) + 2k + 4nF \cdot N_{tomas} - 2)K + 4$

Tabla 1 - Complejidad de cálculo del algoritmo propuesto en la implementación polifásica y comparación con las técnicas clásicas. Aquí k es el factor de superposición del pulso prototípico, definido como el cociente entre su longitud en el dominio del tiempo y la longitud de un símbolo de multi-portadora, M es el número de sub-portadoras y K el número de etapas paralelas del sistema propuesto.

Estos valores pueden ser fácilmente obtenidos observando que cada operación de FFT puede llevarse a cabo con $M(\log_2(M/2) - 2) + 4$ multiplicaciones y $3M(\log_2(M/2) - 2) + 4$ sumas; véase además [P. Duhamel y M. Vetterli, "Transformaciones Rápidas de Fourier: Una revisión tutorial y un estado de la técnica", Procesamiento de Señales, vol. 19, págs. 259 a 299, 1990]. Aparte del ecualizador por sub-portadora de toma única y el ecualizador propuesto (con $K > 1$ etapas), la Tabla I también incluye la complejidad de cálculo correspondiente a dos algoritmos de ecualización estándar para modulaciones de FBMC: un ecualizador por cada sub-portadora que utiliza un filtro de respuesta de impulso finita (FIR) en cada sub-portadora, y un ecualizador de multi-banda que procesa N_f sub-portadoras con N_f filtros FIR. En ambos casos, se supuso que todos los filtros FIR consisten en un total de N_{tomas} coeficientes complejos. Se ilustra a continuación que, de acuerdo a la Tabla I, el algoritmo de ecualización propuesto presenta una complejidad de cálculo mucho menor para valores prácticos de K , M , N_{tomas} y N_f .

La fig. 7 representa la tasa media de errores de símbolos que es lograda por diferentes sistemas de ecualización en un sistema de multi-portadoras de bancos de filtros con 256 portadoras con pulsos prototípicos, que tiene condiciones de reconstrucción perfectas y que emplea una modulación de 1024-QAM en cada sub-portadora. La respuesta de impulso de canal fue generada de forma aleatoria con una respuesta de impulso finita de 20 tomas, que tiene un perfil de retardo de potencia exponencialmente menguante (constante de mengua igual a 0,3).

Aparte de las prestaciones del procedimiento de ecualización propuesto para diferentes valores de K ($K = 1, 2, 3$, en el que $K = 1$ corresponde al ecualizador por sub-portadora de toma única, línea continua sin marcadores), la Fig. 7 muestra también las prestaciones de un complejo ecualizador por sub-portadora de FIR con $N_{tomas} = 8$ coeficientes (línea continua con marcadores estrellados), así como las prestaciones de una FIR compleja de multi-banda que procesa las dos sub-portadoras adyacentes, a saber, $N_{tomas} = 8$, $N_f = 3$ (línea continua con marcadores circulares). Para el ecualizador de FIR por sub-portadora, los coeficientes de los filtros fueron elegidos para ecualizar perfectamente un total de N_{tomas} puntos equidistantes de la respuesta de frecuencia de la sub-portadora. Para el ecualizador de FIR de multi-banda, los coeficientes se eligieron de modo que se minimice la distorsión total en la salida del ecualizador, evaluada en N_{tomas} puntos equidistantes de cada ancho de banda de sub-portadora. Obsérvese que el procedimiento propuesto con $K = 2$ (línea continua con marcadores estrellados) y $K = 3$ (línea de trazos y puntos con marcadores triangulares) supera en prestaciones a ambos esquemas clásicos y funciona muy cerca del ecualizador perfecto (línea punteada sin marcadores).

Debe señalarse que, de acuerdo a la Tabla I, la complejidad de cálculo del ecualizador de FIR por sub-portadora con $N_{tomas} = 8$ es aproximadamente el doble de la complejidad del enfoque propuesto con $K = 2$ etapas, en el número total de operaciones algebraicas. La ventaja de cálculo es aún mayor en el caso del esquema de ecualización de FIR de multi-banda, que necesita un número total de operaciones aproximadamente tres veces mayor que las que necesita el esquema propuesto con $K = 2$ etapas. De todo esto, se concluye que la arquitectura de ecualización propuesta representa una clara mejora con respecto a los enfoques estándar, en términos tanto de un mejor rendimiento como de una menor complejidad de cálculo.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de ecualización de modulaciones de multi-portadoras basadas en bancos de filtros, que comprende las etapas de:
- 5 a.- convertir, de serie a paralelo, la señal recibida, en un convertidor de serie a paralelo (421), en una primera pluralidad (M) de flujos paralelos de sub-portadoras;
- b.- procesar cada sub-portadora de la primera pluralidad (M) de las señales de sub-portadora paralelizadas, por una pluralidad (K) de bancos de filtros paralelos (422, 422', 422'', ...); y
- c.- ponderar la salida de dichos K bancos de filtros paralelos con las ponderaciones (430, 431, ...) con el fin de formar un nuevo conjunto de M señales.
- 10 2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que dicho procesamiento de las señales de sub-portadora se lleva a cabo utilizando un derivado sucesivo del dominio del tiempo de un filtro original en cada banco de filtros correspondiente (422, 422', 422'', ...), denominado en lo sucesivo como "prototipo".
3. Procedimiento según las reivindicaciones 1 y 2, en el que los bancos de filtros paralelos (422, 422', 422'', ...) se construyen utilizando una aproximación a los derivados del dominio del tiempo del prototipo original.
- 15 4. Procedimiento de acuerdo a cualquier reivindicación precedente, en el que cada banco de filtros (422', 422'', ...) se construye utilizando una red polifásica que emplea una operación de FFT o IFFT.
5. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además la etapa de procesamiento y / o ecualización adicional de las señales que resultan después de combinar las salidas de los K bancos de filtros paralelos.
- 20 6. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que la ecualización asociada a una sub-portadora consiste en una operación de filtrado.
7. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que la ecualización asociada a una sub-portadora consiste en una multiplicación de toma única por una ponderación adecuada.
8. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que la ecualización asociada a una sub-portadora consiste en una multiplicación de toma única por la inversa de la respuesta de frecuencia de canal a la frecuencia de sub-portadora.
- 25 9. Procedimiento según la reivindicación 8, en el que las ponderaciones utilizadas para combinar la salida desde los K bancos de filtros paralelos (422, 422', 422'', ...) de las M señales en cada uno están fijadas para un banco de filtros y tienen asignado un valor definido por la expresión:
- $$a_k(m) = -\frac{1}{H(f_m)} \sum_{r=0}^{k-1} \frac{(-j)^{k-r}}{(k-r)!} H^{(k-r)}(f_m) a_r(m)$$
- 30 para el k-ésimo banco genérico de filtros, en la que H(fm) indica la respuesta de frecuencia de canal en la m-ésima frecuencia de sub-portadora, y H^(k)(fm) indica el k-ésimo derivado del dominio de la frecuencia de la respuesta del canal en la m-ésima frecuencia de sub-portadora.
10. Procedimiento según la reivindicación 9, en el que H(fm) y H^(k)(fm), k = 1, ..., K, son reemplazados por estimaciones o aproximaciones de los mismos.
- 35 11. Procedimiento según las reivindicaciones 9 o 10, en el que la salida de la sub-portadora m del k-ésimo banco de filtros se multiplica por la ponderación a_k(m), k = 1, ..., K, m = 1, ..., M, y en el que las señales resultantes se agregan sub-portadora a sub-portadora.
12. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la pluralidad (K) de bancos de filtros paralelos se fija de antemano de acuerdo a la respuesta de frecuencia del canal.
- 40 13. Un programa de ordenador que comprende medios de código de programa de ordenador, adaptados para realizar las etapas del procedimiento de la reivindicación 1 cuando dicho programa se ejecuta en un ordenador, un procesador de señales digitales, una formación de compuertas programables en el terreno, un circuito integrado específico de la aplicación, un micro- procesador, un micro-controlador o cualquier otra forma de hardware programable.

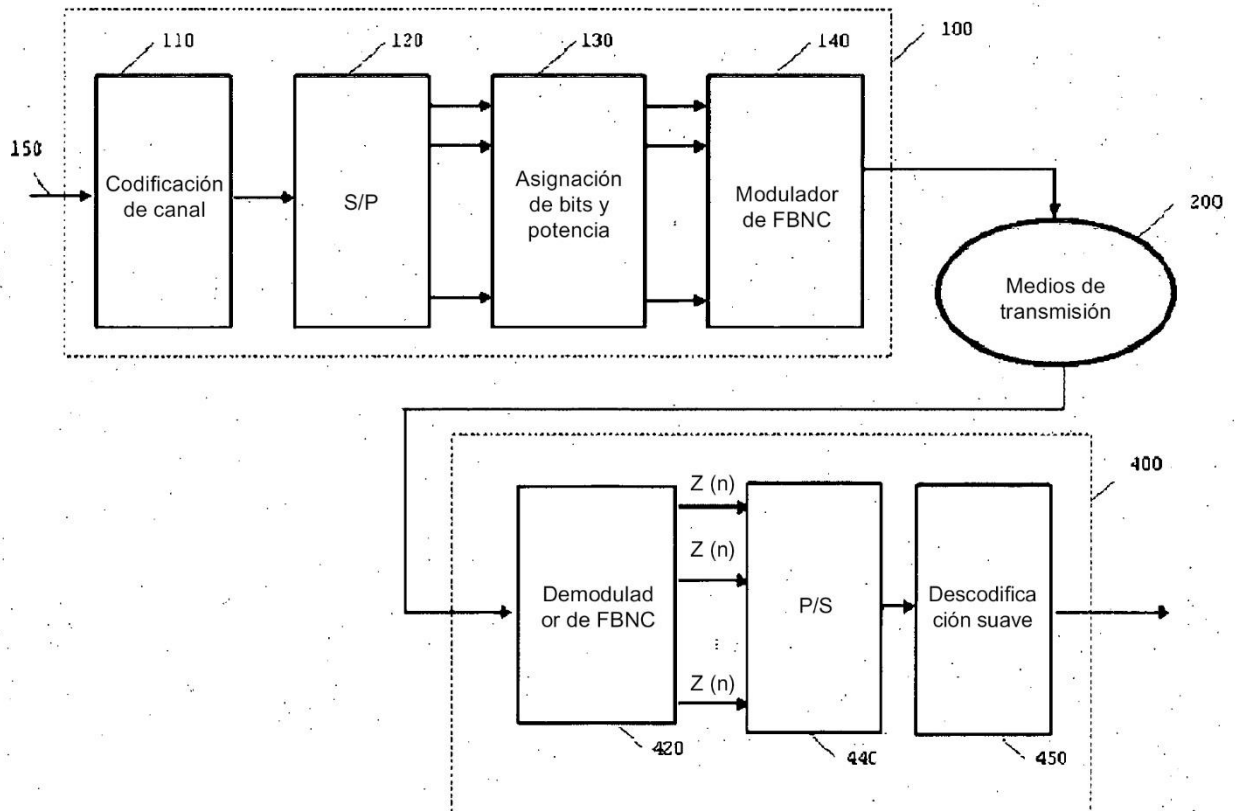


FIG. 1

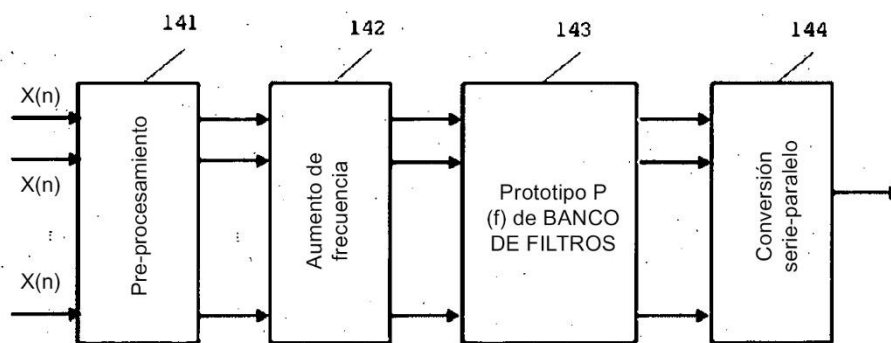


FIG. 2

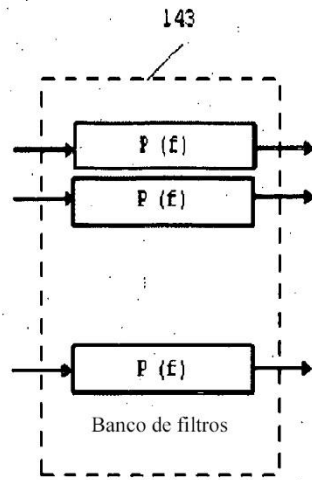


FIG. 3

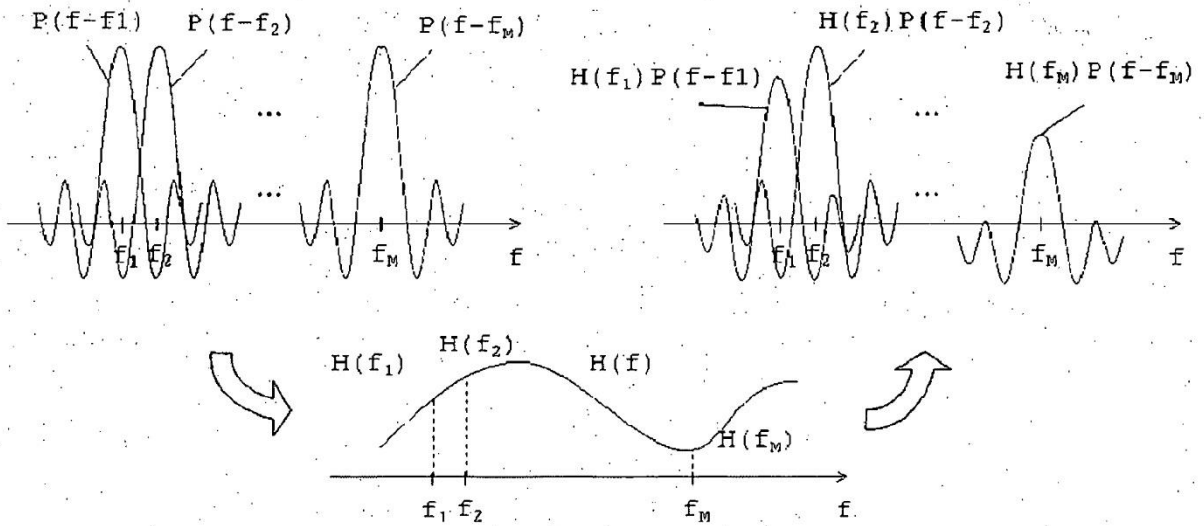


FIG. 4

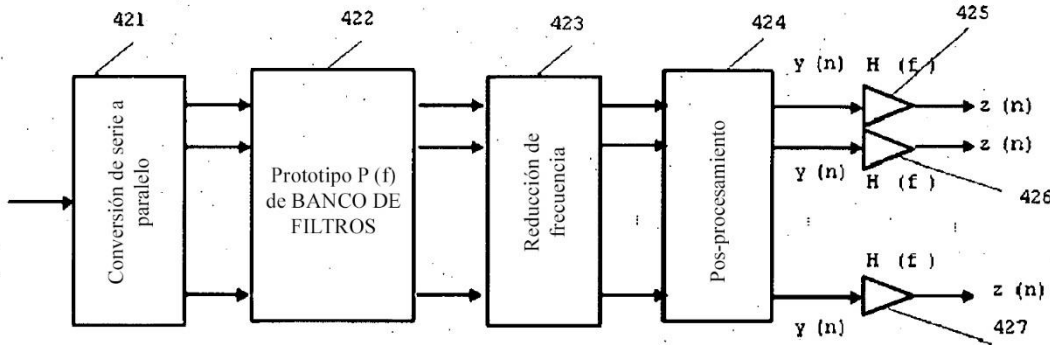


FIG. 5

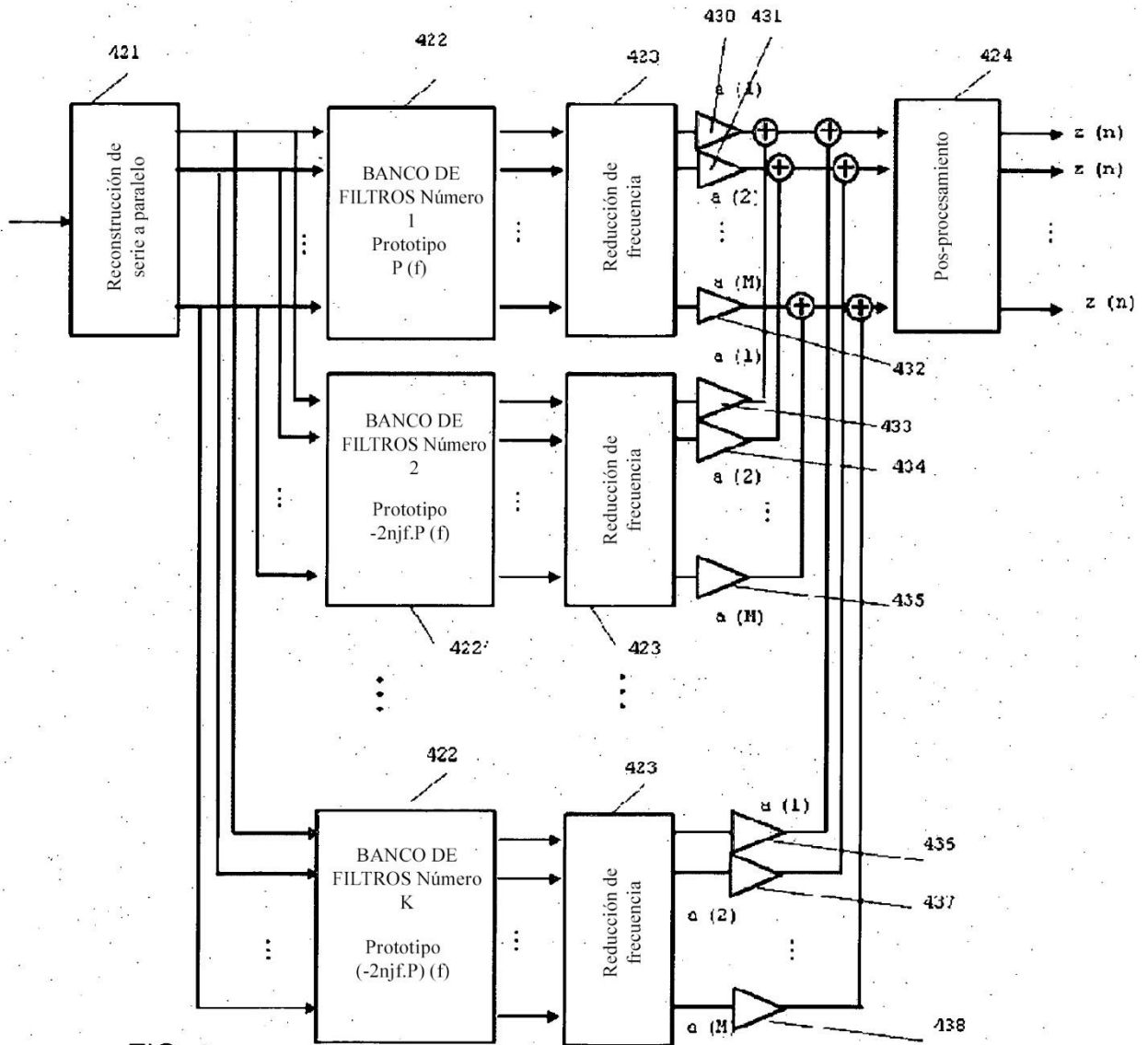


FIG. 6

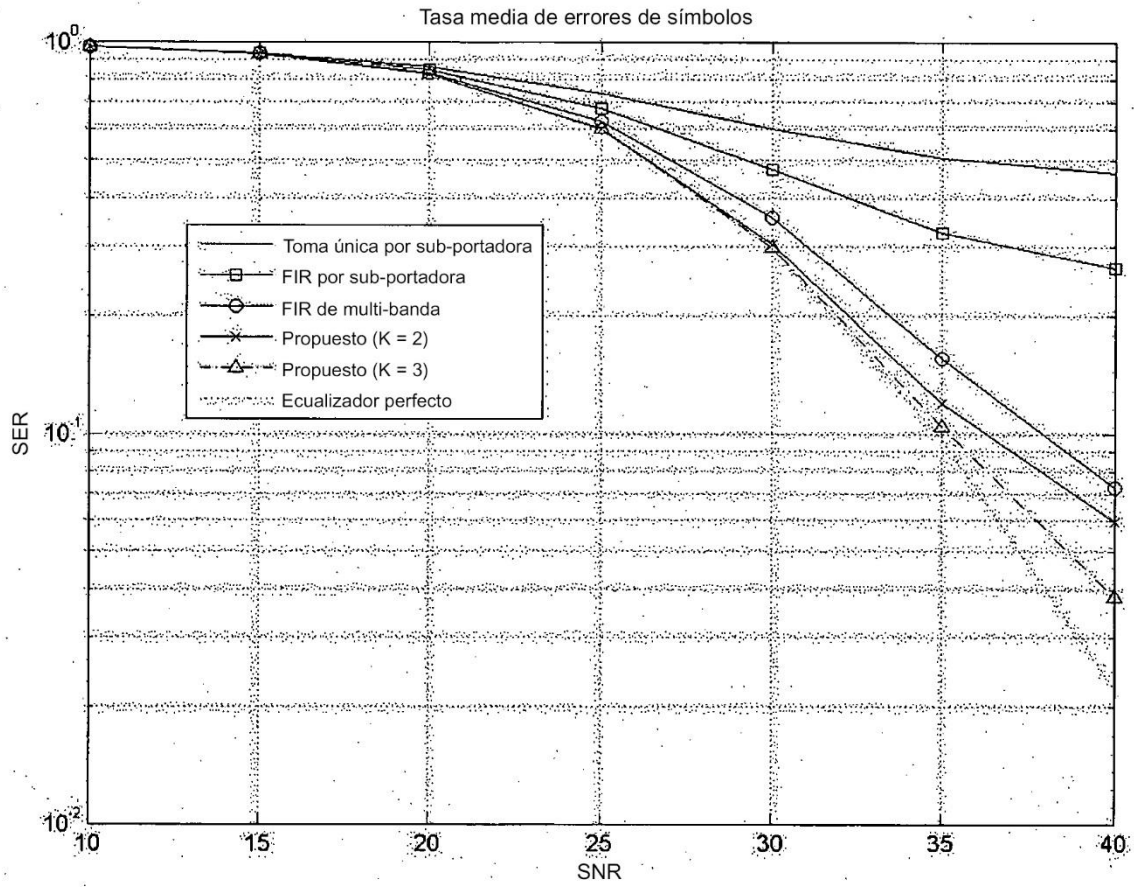


FIG. 7