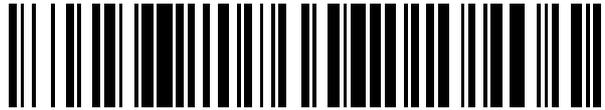


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 565 499**

51 Int. Cl.:

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.02.2012 E 12711943 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.01.2016 EP 2681889**

54 Título: **Procedimiento de modulación de una señal multiportadora de tipo OQAM, programa informático y modulador correspondientes**

30 Prioridad:

**28.02.2011 FR 1151590**

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

**05.04.2016**

73 Titular/es:

**ORANGE (100.0%)  
78, rue Olivier de Serres  
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:

**DANDACH, YOUSSEF y  
SIOHAN, PIERRE**

74 Agente/Representante:

**ISERN JARA, Jorge**

**ES 2 565 499 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 modulación de una señal multiportadora de tipo OQAM, programa informático y modulador correspondientes

5 1. Campo de la invención

El campo de la invención es el de las comunicaciones digitales.

10 Más precisamente, la invención se refiere a la fase de modulación de señales multiportadora de tipo OFDM/OQAM (en inglés "Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Offset Quadrature Amplitude Modulation") o BFDM/OQAM (en inglés "Biorthogonal Frequency Division Multiplexing / OQAM"), para las que las portadoras se configuran mediante un filtro prototipo.

15 La invención encuentra particularmente unas aplicaciones en el campo de las comunicaciones inalámbricas (DAB, DVB-T, WLAN, óptica no guiada, etc.) o cableadas (xDSL, PLC, óptica, etc.).

2. Técnica anterior

20 Las técnicas de transmisión de portadoras múltiples presentan numerosas ventajas, particularmente en el contexto de canales multi-trayecto. De ese modo, las modulaciones de tipo OFDM están particularmente bien adaptadas para contrarrestar los efectos de los desvanecimientos en los canales selectivos en frecuencia.

25 Sin embargo, estas modulaciones OFDM presentan el inconveniente de generar una señal multiportadora que presenta una mala localización en frecuencia, y necesita por lo tanto la introducción de un intervalo de guarda en el dominio temporal para limitar las interferencias. Ahora bien la inserción de un intervalo de guarda de ese tipo engendra una disminución de la eficacia espectral de la señal multiportadora.

30 Se han propuesto en tal caso unas soluciones alternativas para limitar las interferencias mientras se elimina la inserción de un intervalo de guarda. Estas técnicas se basan en la configuración de la señal mediante unos filtros (para una señal discretizada) o unas funciones (para una señal continua), denominados prototipos, que permiten una mejor localización en frecuencia gracias a unas propiedades de ortogonalidad limitadas al cuerpo de los números reales. Se trata por ejemplo de las modulaciones de tipo OFDM/OQAM o BFDM/OQAM, clásicamente utilizadas para las comunicaciones de radiofrecuencia, tal como las descritas principalmente en los documentos "Analysis of OFDM/OQAM systems based on the filterbank theory", P. Siohan y N. Lacaille, Proc. GLOBECOM'99, Río de Janeiro, Brasil, diciembre de 1999, págs. 2279-2284, y "Design of BFDM/OQAM systems based on biorthogonal modulated filter Banks", C. Siclet y P. Siohan, Proc. GLOBECOM'00, San Francisco, Estados Unidos, noviembre de 2000, págs. 701-705.

40 La figura 1 ilustra más precisamente el esquema de un modulador OFDM/OQAM clásico que suministra una señal multiportadora de tipo OFDM/OQAM. Una señal de ese tipo se puede representar, en banda base y en tiempo discreto, en la siguiente forma:

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} h[k-nN] e^{j \frac{2\pi}{M} m(k-D/2)} e^{j\phi_{m,n}}$$

45 siendo:

- $a_{m,n}$  un símbolo de datos de valor real a transmitir sobre una portadora  $m$  en el instante  $n$ ;
- $M$  el número de frecuencias portadoras;
- 50 -  $N = M / 2$  un desfase temporal discreto;
- $h[n]$  el filtro prototipo utilizado por el modulador, de longitud  $L$ ;
- $D$  el retardo introducido por el filtro prototipo, tal que  $D = L - 1$ ;
- $\phi_{m,n}$  un término de fase elegido de manera que realice una alternancia parte real-parte imaginaria que permita la ortogonalidad, por ejemplo igual a  $\frac{\pi}{2} (n + m)$ .

55 Como se ha ilustrado en la figura 1, los símbolos de datos  $a_{m,n}$  que llevan un valor real, sufren un pretratamiento o una pre-modulación 11, que permite principalmente asegurar una cuadratura en tiempo y en frecuencia de las portadoras de la señal multiportadora.

60 Más precisamente, en el curso de este pretratamiento, los símbolos de datos reales  $a_{m,n}$  se multiplican por un primer término de fase en  $\pi/2$ , que permite asegurar un desfase en tiempo y en frecuencia de las portadoras de la señal multiportadora, y mediante un segundo término que permite tener en cuenta la longitud del filtro prototipo. Los

símbolos de datos obtenidos en la salida de este módulo de pretratamiento, indicados por  $a_{m,n}^p$ , pueden expresarse

en la siguiente forma:  $a_{m,n}^p = a_{m,n} e^{j\frac{\pi}{2}n} 2Ne^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}}$ .

5 Estos símbolos de datos se convierten a continuación desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, utilizando clásicamente una transformada de Fourier inversa discreta (en inglés IDFT por "Inverse Discrete Fourier Transform") de tamaño M, en un módulo IDFT 12. Los símbolos transformados obtenidos a la salida del módulo IDFT 12, indicados por  $u_{0,n}$  a  $u_{2N-1,n}$  se filtran entonces mediante el filtro prototipo  $h[n]$  13, y posteriormente se submuestrean y desfasan para obtener la señal multiportadora OFDM/OQAM  $s[k]$ . Más precisamente, el filtro prototipo  $h[n]$  puede expresarse en forma polifásica, que comprende M componentes polifásicas  $G_l(z)$ , definidas mediante

$$10 \quad G_l(z) = \sum_n h[l + nM] z^{-n}.$$

Además, para una modulación de tipo OFDM/OQAM, los símbolos de datos  $a_{m,n}$  son, en el instante de símbolo  $n$  y para la portadora  $m$ , resultantes de operaciones preliminares usuales no representadas, que comprenden la transformación de datos iniciales en forma de un tren binario en símbolos q-arios. En el caso de una modulación de amplitud en cuadratura QAM de constelación cuadrada en  $2^{2K}$  estados, en el que cada estado corresponde a un complejo, esta transformación es de tipo binario en  $2K$ -aria. Por ejemplo, para un 4-QAM, los cuatro estados son  $(1+i)$ ,  $(1-i)$ ,  $(-1+i)$ ,  $(-1-i)$ . A continuación, como en el marco de una transmisión en OFDM/OQAM, las partes real e imaginaria se tratan por separado, lo que se convierte en tener una constelación unidimensional en  $K$  estados, en el que cada estado posible corresponde a un valor real (1 o -1 para una 4-QAM por ejemplo). Dicho de otra manera, los símbolos de datos  $a_{m,n}$  son el resultado de la transformación binaria en  $K$ -aria de tipo PAM (en inglés "Pulse Amplitude Modulation").

25 El documento de SAHNINE C ET AL: "Efficient design approach and advanced architectures for universal OFDM systems", Proceedings of the 2007 Ph.D Research in Microelectronics and Electronics Conference, Piscataway Estados Unidos, ISBN: 978-1-4244-1000-2, 01-07-2007, páginas 33 - 36 divulga una modulación OQAM que utiliza una IFFT del tipo RADIX-2, que es conocida porque consiste en dos transformaciones de Fourier parciales que proporcionan dos subconjuntos complementarios.

30 Sin embargo, a pesar de la ganancia que ofrecen las modulaciones de tipo OFDM/OQAM con relación a las modulaciones de tipo OFDM en cuanto a la eficacia espectral, debido a que permiten liberarse de la inserción de un intervalo de guarda, las modulaciones OFDM son preferidas frecuentemente porque su implementación es más simple.

35 En particular, la modulación OFDM/OQAM es más compleja que la modulación OFDM en términos de complejidad operativa (es decir en número de multiplicaciones y adiciones).

40 En efecto, para un número de subportadoras dado y una velocidad fija idéntica para los símbolos de datos de los dos sistemas de modulación, la modulación OFDM/OQAM necesita una transformación de Fourier discreta inversa (IDFT) a la cadencia de los símbolos de datos reales, es decir a una cadencia doble que la de la modulación OFDM. El número de operaciones durante la IDFT realizadas por el modulador OFDM/OQAM es por tanto el doble que las realizadas por el modulador OFDM para producir un mismo número de símbolos multiportadora en la salida del modulador.

45 Además, la modulación OFDM/OQAM necesita una configuración mediante un filtro prototipo, que genera unas operaciones específicas. El modulador OFDM utiliza por su parte un filtro rectangular, que no necesita operaciones particulares. Se puede observar sin embargo que este coste de complejidad se mantiene relativamente reducido para unos filtros prototipos de corta longitud L (igual a algunas veces el número de portadoras M).

50 Existe por tanto una necesidad de una nueva técnica de modulación que permita generar una señal multiportadora de tipo OFDM/OQAM o BFDM/OQAM, que presente una complejidad reducida con relación a las técnicas de la técnica anterior.

### 3. Exposición de la invención

55 La invención propone una solución novedosa que no presenta el conjunto de estos inconvenientes de la técnica anterior, en forma de un procedimiento de modulación que proporciona una señal multiportadora de tipo OQAM.

60 Según la invención, un procedimiento de ese tipo implementa una etapa de transformación, desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, de un conjunto de M símbolos de datos reales proporcionando M símbolos transformados, denominada transformación completa, que comprende las sub-etapas siguientes:

- aplicación de una transformada de Fourier parcial al conjunto de los M símbolos de datos reales, suministrando un primer subconjunto de C símbolos transformados, siendo C estrictamente inferior a M;
- obtención, a partir del primer subconjunto, de un segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados, complementario de dicho primer subconjunto.

5 La invención propone de ese modo una novedosa técnica de modulación OFDM/OQAM o BFDM/OQAM, denominada más generalmente OQAM, que presenta una complejidad reducida con relación a las técnicas de la técnica anterior.

10 Más precisamente, la invención propone calcular únicamente una parte de la salida de un módulo de transformación frecuencia/tiempo, utilizando un algoritmo de tipo transformada de Fourier parcial, y deducir el resto de las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo a partir de las primeras salidas calculadas.

15 De esta manera, se disminuye considerablemente el número de operaciones (multiplicaciones, adiciones) clásicamente efectuadas.

Según un aspecto particular de la invención, el primer y segundo subconjuntos presentan un tamaño idéntico. En otros términos,  $C = M/2$ .

20 De ese modo, se calcula en el curso de la primera sub-etapa la mitad de las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo, que corresponde por ejemplo a la mitad superior de las salidas de este módulo, y se obtiene en el curso de la segunda sub-etapa la otra mitad de las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo, que corresponde según este ejemplo a la mitad inferior de las salidas de este módulo.

25 Por ejemplo, el primer subconjunto comprende los símbolos transformados asociados a las salidas de índice de la misma paridad de la etapa de transformación completa.

30 En particular, si se considera un algoritmo de transformada de Fourier inversa rápida clásica (en inglés IFFT, por Inverse Fast Fourier Transform) de tipo "Split Radix", que implementa un diezmado en frecuencia, tal como se describe principalmente por P. Duhamel y H. Hollmann en el documento "Implementation of "split-radix" FFT algorithms for complex, real, and real symmetric data", "Acoustics, Speech, and Signal Processing", IEEE International Conference ICASSP '85., vol. 10, abril de 1985, págs. 784 - 787, los índices de entrada de la transformada están en el orden natural y los índices de salida en un orden diferente, denominado "bit reversal". En este caso, para una transformada de tamaño M par, las M/2 primeras salidas presentan unos índices pares. Es posible por lo tanto implementar una transformada de Fourier parcial que permita calcular únicamente las salidas de índice par.

35 De ese modo, la primera sub-etapa según la invención implementa por ejemplo una IFFT parcial de tipo "Split Radix" que implementa un diezmado en frecuencia, permitiendo calcular únicamente la primera mitad de las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo, proporcionando un primer subconjunto que comprende únicamente las salidas de índice par. La segunda sub-etapa permite entonces deducir las salidas de índice impar, a partir de las salidas de índice par. Un algoritmo de ese tipo de tipo "Split Radix" presenta la ventaja de una gran rapidez.

40 Por supuesto se pueden implementar igualmente otros algoritmos de transformación frecuencia/tiempo, como el propuesto por Cooley-Tukey en el documento "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series", Math. Computat., 1965. Dichos algoritmos pueden implantarse en efecto más fácilmente que el algoritmo "Split Radix" en unos componentes electrónicos.

45 Según una característica particular, el procedimiento de modulación según la invención comprende una etapa de pretratamiento de los símbolos de datos reales, implementada previamente a dicha etapa de transformación completa.

50 Una etapa de pretratamiento de ese tipo, también denominada pre-modulación, implementa una multiplicación de los símbolos reales por un término de fase  $(e^{j\frac{\pi}{2}n})$ , que permite asegurar un desfase de  $\pi/2$  en tiempo de señal multiportadora OQAM. Implementa igualmente una multiplicación por un término que tiene en cuenta la longitud del filtro prototipo  $(2Ne^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}})$ , permitiendo tener en cuenta la causalidad del filtro prototipo así como asegurar un desfase de  $\pi/2$  en frecuencia de las portadoras. Un modulador que implementa el procedimiento de modulación según la invención es realizable así físicamente, puesto que se basa en la utilización de un filtro prototipo causal.

60 En particular, la etapa de obtención determina una primera parte del segundo subconjunto a partir de una primera parte del primer subconjunto, utilizando una primera relación matemática, y determina una segunda parte del segundo subconjunto a partir de una segunda parte del primer subconjunto, utilizando una segunda relación

matemática, siendo complementarias la primera y segunda partes del primer subconjunto, respectivamente del segundo subconjunto.

5 Por ejemplo, si se considera que el primer subconjunto comprende las salidas de índice par y el segundo subconjunto las salidas de índice impar, se utiliza la primera mitad de las salidas de índice par para obtener la primera mitad de las salidas de índice impar a partir de una primera relación matemática, y se utiliza la segunda mitad de las salidas de índice par para obtener la segunda mitad de las salidas de índice impar a partir de la segunda relación matemática.

10 Según un primer aspecto, con L par (D impar), se considera un modulador de tipo OFDM/OQAM o BFDM/OQAM con un parámetro de retardo  $D = L - 1$ , y un filtro de longitud L igual a  $qM + 2p$ , siendo q y p unos enteros tales que  $q \geq 0$  y  $0 \leq p \leq M/2 - 1$  y M divisible por 4. Se han de considerar entonces dos casos. En el primer caso, se supone  $0 \leq p \leq M/4 - 1$  pueden entonces utilizarse las relaciones siguientes para deducir el segundo subconjunto a partir del primer subconjunto:

15 - primera relación matemática:  $u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$  y  
 - segunda relación matemática:  $u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - p - 1$ ,

20 siendo:

- $u_{m,n}$  un símbolo transformado asociado a la salida de índice m de la etapa de transformación completa en un instante n;
- \* el operador conjugado.

25 En el segundo caso en el que L es par, se considera esta vez que  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ , pueden entonces utilizarse las relaciones siguientes para deducir el segundo subconjunto a partir del primer subconjunto:

- primera relación matemática:  $u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$  y  
 30 - segunda relación matemática:  $u_{M-k-1,n} = (-1)^n u_{2p-M/2+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ ,

35 Según un segundo aspecto, con D impar, si se considera un modulador de tipo BFDM/OQAM con un parámetro de retardo  $D < L - 1$ , tal que  $D = qM + 2p - 1$ , siendo L la longitud L del filtro prototipo, q y p unos enteros tales que  $q \geq 0$  y  $0 \leq p \leq M/2 - 1$ , y si M es divisible por 4, se han de considerar entonces dos casos. En el primer caso, se supone  $0 \leq p \leq M/4 - 1$  pueden utilizarse entonces las relaciones siguientes para deducir el segundo subconjunto a partir del primer subconjunto:

- primera relación matemática:  $u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$  y  
 40 - segunda relación matemática:  $u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - p - 1$ .

45 En el segundo caso en el que L es par, se considera esta vez que  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ , pueden utilizarse entonces las relaciones siguientes para deducir el segundo subconjunto a partir del primer subconjunto:

- primera relación matemática:  $u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - 1$  y
- segunda relación matemática:  $u_{M-k-1,n} = (-1)^n u_{2p-M/2+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ .

50 Es posible de ese modo utilizar la invención en unos moduladores que presentan unos retardos D estrictamente inferiores a L-1.

55 Según un tercer aspecto, se considera el caso particular de un modulador de tipo BFDM/OQAM con un parámetro de retardo  $D < L - 1$ , tal que  $D = qN - 1$ , siendo  $q = 2q' + 1$ , q' un entero, M es divisible por 2, y un filtro prototipo de fase lineal de longitud L.

En este caso particular, se puede utilizar una única relación matemática para deducir el segundo subconjunto a partir del primer subconjunto:  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ .

Además, en este caso particular de filtro de fase lineal, el procedimiento de modulación según la invención comprende una etapa de filtrado polifásico de los M símbolos transformados que implementan unas componentes polifásicas tales que  $G_k(z) = z^{(q-1)k} G_{M-1-k}(z^{-1})$  para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ .

5 En otros términos, las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo están conjugadas dos a dos, y las componentes polifásicas del filtro prototipo están para-conjugadas dos a dos.

Es por lo tanto posible utilizar esta simetría para reutilizar una parte de los resultados de las multiplicaciones que se producen en unos instantes de filtrado diferentes, y reducir de ese modo la complejidad del filtrado.

10 La invención se refiere igualmente a un programa informático que incluye unas instrucciones para la ejecución de las etapas del procedimiento de modulación descrito anteriormente, cuando dicho programa se ejecuta por un ordenador.

15 En efecto, el procedimiento según la invención se puede implementar de diversas maneras, principalmente en forma cableada o en forma de programación.

En otro modo de realización, la invención se refiere a un modulador que suministra una señal multiportadora de tipo OQAM.

20 Según la invención, un modulador de ese tipo comprende unos medios de transformación, desde el dominio de la frecuencia al dominio temporal, de un conjunto de M símbolos de datos reales en M símbolos transformados, que comprende:

- 25
- unos medios de transformación parcial del conjunto de los M símbolos de datos reales, que implementa una transformada de Fourier parcial y suministra un primer subconjunto de C símbolos transformados, siendo C estrictamente inferior a M;
  - unos medios de obtención, a partir del primer subconjunto, del segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados, complementario del primer subconjunto.

30 Un modulador de ese tipo está particularmente adaptado para implementar el procedimiento de modulación descrito anteriormente. Se trata por ejemplo de un modulador OFDM/OQAM o BFDM/OQAM presente en una cadena de emisión.

35 Este modulador podrá incluir por supuesto las diferentes características relativas al procedimiento de modulación según la invención, que se pueden combinar o tomar aisladamente. De ese modo, las características y ventajas de este dispositivo son las mismas que las del procedimiento anteriormente descrito. En consecuencia, no se detallan más ampliamente.

40 **4. Lista de las figuras**

Otras características y ventajas de la invención surgirán más claramente con la lectura de la descripción que sigue de un modo de realización particular, dado a título de simple ejemplo ilustrativo y no limitativo, y de los dibujos adjuntos, entre los que:

- 45
- la figura 1, descrita en relación con la técnica anterior, presenta un esquema de modulación OFDM/OQAM clásico;
  - la figura 2 ilustra las principales etapas del procedimiento de modulación según la invención;
  - las figuras 3 y 4 presentan un algoritmo de transformación de Fourier rápido inverso de tipo "Split-Radix";
  - 50 - la figura 5 ilustra el principio de reducción de la complejidad en el filtrado polifásico;
  - la figura 6 presenta la estructura simplificada de un modulador que implementa una técnica de modulación según un modo de realización particular de la invención.

55 **5. Descripción del modo de realización de la invención**

*5.1 Principio general*

60 El principio general de la invención se basa en una implementación particular de la operación de transformación desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal en un modulador OFDM/OQAM o BFDM/OQAM, que permite limitar la complejidad esta operación.

Para hacer esto, la invención propone calcular de manera clásica una parte solamente de los coeficientes en la salida de esta operación de transformación, formando un primer subconjunto, y deducir la otra parte de los coeficientes de salida, formando un segundo subconjunto, a partir de este primer subconjunto.

65

La figura 2 ilustra más precisamente las principales etapas implementadas mediante un procedimiento de modulación según la invención, que suministra una señal multiportadora de tipo OFDM/OQAM o BFDM/OQAM. Un procedimiento de ese tipo puede implementarse principalmente en un modulador OFDM/OQAM tal como se describe en el documento antes mencionado "Analysis of OFDM/OQAM systems based on the filter bank theory" de P. Siohan y N. Lacaille, o en un modulador BFDM/OQAM tal como se describe en el documento antes mencionado "Design of BFDM/OQAM systems based on biorthogonal modulated filter Banks" de C. Siclet y P. Siohan.

Según la invención, un procedimiento de ese tipo implementa una etapa de transformación 22, desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, de un conjunto de M símbolos de datos reales que suministran M símbolos transformados, denominada transformación completa. Se puede implementar en el modulador ilustrado en la figura 1, que implementa una etapa de transformación completa 22 según la invención en el módulo IDFT 12.

Estos M símbolos de datos reales, indicados por  $a_{m,n}$ , deben sufrir un pretratamiento previamente a la operación de transformación 22, en un módulo de pretratamiento 11 tal como el ilustrado en la figura 1, que permite principalmente asegurar una cuadratura en tiempo y en frecuencia de las portadoras de la señal multiportadora obtenida a la salida del modulador, y tener en cuenta la longitud del filtro prototipo. Utilizando las mismas notaciones que las definidas en relación con la técnica anterior, los símbolos obtenidos en la salida de este módulo de pretratamiento se indican por  $a_{m,n}^p$ , en donde  $a_{m,n}^p = a_{m,n} e^{j\frac{\pi}{2}n - j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}}$ . En particular, se tiene  $M = 2N$ .

La etapa de transformación completa 22 según la invención implementa dos sub-etapas:

- una primera sub-etapa 221 que implementa una transformada de Fourier parcial sobre el conjunto de M símbolos de datos reales, suministrando un primer subconjunto de C símbolos transformados, siendo C estrictamente inferior a M;
- una segunda sub-etapa 222 de obtención, a partir del primer subconjunto, de un segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados, complementario del primer subconjunto.

Se remarca, como lo muestra la figura 3, que los índices de los símbolos transformados obtenidos en la salida de la etapa de transformación completa 22 no están necesariamente clasificados en el orden natural, sino que han sufrido un entrelazado (en inglés "bit reversal").

Por ejemplo, el primer subconjunto comprende  $C=M/2$  símbolos transformados, indicados por  $u_{0,n}, u_{2,n}, u_{4,n}, \dots, u_{M-2,n}$ . El segundo subconjunto, complementario del primer subconjunto, comprende entonces  $M-C=M/2$  símbolos transformados, indicados por  $u_{1,n}, u_{3,n}, \dots, u_{M-1,n}$ .

En efecto, los presentes inventores han demostrado que existen unas relaciones matemáticas entre las diferentes salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo de un modulador OFDM/OQAM o BFDM/OQAM. En consecuencia, según sus trabajos, ya no es necesario calcular el conjunto de las salidas de este módulo, sino que es posible calcular una parte solamente y deducir la otra parte a partir de estos cálculos. Se aprovecha así la redundancia de las informaciones en la salida de un módulo clásico de transformación frecuencia/tiempo para calcular todas sus salidas según la invención.

Estas relaciones matemáticas entre las diferentes salidas del módulo de transformación se deben principalmente al hecho de que los símbolos de datos  $a_{m,n}$  son reales y al término particular de fase  $e^{j\frac{\pi}{2}n - j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}}$  presente en cada instante  $n$  en la entrada  $m$  del módulo de transformación frecuencia/tiempo.

La invención permite de ese modo reducir la complejidad de la operación de transformación desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, tanto si es implementada mediante un algoritmo de tipo "Split Radix" como por un algoritmo equivalente, como el algoritmo de transformación de Fourier rápida inversa propuesto por Cooley-Tukey en el documento antes mencionado.

### 5.2 Caso del modulador OFDM/OQAM

#### A) Primer ejemplo de aplicación: $L = qM$

Se describe en el presente documento a continuación un primer ejemplo de aplicación de la invención, considerando un modulador de tipo OFDM/OQAM que presenta un filtro prototipo cuya longitud L es un múltiplo del tamaño de la transformación frecuencia/tiempo M, es decir  $L=qM$ , siendo q un entero, y M divisible por 4.

En este caso, si se considera la transformación frecuencia/tiempo clásica, de tipo IFFT por ejemplo, se tiene, para cualquier entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq M/4 - 1$ :

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{2qN-1-N}{N}} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

5

Más precisamente, se obtienen las relaciones siguientes entre los valores de la primera mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{M/2-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}} e^{j2\pi\frac{m(M/2-1-k)}{M}}$$

10

$$u_{M/2-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{2qN-1-N}{N}} e^{j\pi m} e^{-j\frac{2\pi m}{M}} e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$$

$$u_{M/2-1-k,n} = u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{3\pi m}{2}} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$$

15

$$u_{M/2-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$$

en las que el operador \* corresponde al operador conjugado.

20 Se observa igualmente la relación siguiente:  $e^{j\frac{3\pi m}{2}} = \left( e^{j\frac{\pi m}{2}} \right)^*$ .

Para todo entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq M/4 - 1$ , se obtienen las relaciones siguientes entre los valores de la segunda mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{3M/4-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}} e^{j2\pi\frac{m(3M/4-1-k)}{M}}$$

25

$$u_{3M/4-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{2qN-1-N}{N}} e^{j\frac{3\pi m}{2}} e^{-j\frac{2\pi m}{M}} e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$$

$$u_{3M/4-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$$

30

y:

$$u_{3M/4+k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}n} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{D-N}{N}} e^{j2\pi\frac{m(3M/4+k)}{M}}$$

$$u_{3M/4+k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}n} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{-j\frac{\pi}{2}m\frac{2qN-1-N}{N}} e^{j\frac{3\pi}{2}m} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

$$u_{3M/4+k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}n} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

5

$$u_{3M/4+k,n} = (-1)^n u_{3M/4-1-k,n}^*$$

En consecuencia, considerando las relaciones  $u_{M/2-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$  y

10  $u_{3M/4+k,n} = (-1)^n u_{3M/4-1-k,n}^*$ , es suficiente según la invención:

- calcular un primer subconjunto de las salidas ( $u_{k,n}$  y  $u_{3M/4-1-k,n}$ , para  $0 \leq k \leq M/4 - 1$ ) en el curso de la primera sub-etapa 221,
- deducir un segundo subconjunto de las salidas ( $u_{M/2-1-k,n}$  y  $u_{3M/4+k,n}$ , para  $0 \leq k \leq M/4 - 1$ ), complementario del primer subconjunto, en el curso de la segunda sub-etapa 222, utilizando las relaciones antes mencionadas,

15

para obtener de ese modo el conjunto de las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

Según este ejemplo, es suficiente de ese modo calcular la mitad de las salidas utilizando una transformada de Fourier parcial (en inglés "pruned IFFT") en el curso de la primera sub-etapa 221, para obtener a la salida de la segunda sub-etapa 222 todas las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

20

Una forma eficaz de implementación de la invención consiste en calcular, en el curso de la primera sub-etapa 221, las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22 de índice de la misma paridad. Con esta elección, no se pierde ningún dato puesto que las relaciones antes mencionadas permiten conectar dos a dos una salidas de índice de paridad diferente (por ejemplo, si M es igual a 8, la salida  $u_{3,n}$  de índice impar está vinculada a la salida  $u_{0,n}$  de índice par, según la ecuación  $u_{M/2-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ ).

25

A título de ejemplo, se considera un modulador multiportadora OQAM, que implementa la transformación frecuencia/tiempo de tamaño  $M = 32$ , tal como se ha ilustrado en la figura 3.

30

Si se considera el caso "clásico", que implementa una IFFT con la ayuda de un algoritmo de tipo Split-Radix, se calculan M salidas a partir de las M entradas correspondientes a los índices 0 a 31. Un algoritmo de ese tipo se traduce en una complejidad operativa correspondiente a  $M \log_2 M - 3M + 4$  multiplicaciones reales y  $3M \log_2 M - 3M + 4$  adiciones reales.

35

Según la invención, en vez de calcular estas M salidas, se calculan únicamente la primera mitad de las salidas, correspondientes a las salidas de índice par. Utilizando las relaciones antes mencionadas, es posible entonces deducir la segunda mitad de las salidas, correspondientes a las salidas de índices impares, puesto que las relaciones antes mencionadas permiten conectar dos a dos estas salidas de índice de paridad diferente.

40

Este principio de reducción de la complejidad se aplica igualmente si se considera un filtro prototipo de longitud  $L = (2q + 1)N$ . En efecto, en este caso, las relaciones entre las salidas de paridades diferentes se verifican siempre, pero entre unos índices diferentes.

45

*B) Segundo ejemplo de aplicación:  $L = qM + q_1$*

Se describe en el presente documento a continuación un segundo ejemplo de aplicación de la invención, que considera un modulador OFDM/OQAM que presenta un filtro prototipo cuya longitud L es, de manera más general, de la forma  $L=qM+q_1$ , siendo q y  $q_1$  unos enteros tales que  $q \geq 0$  y  $0 \leq q_1 \leq M - 1$ , y M divisible por 4.

50

Se considera inicialmente el caso en el que  $q_1$  es par.

Se puede entonces escribir  $L = qM + 2p$ , teniendo en un primer caso  $0 \leq p \leq M/4 - 1$ .

En este caso, si se desarrolla un cálculo similar al desarrollado para el primer ejemplo, para todo entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$ , se tiene:

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(k-p)}{M}}$$

5

Se obtiene por tanto las relaciones siguientes entre los valores de la primera mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{M/2+2p-k-1,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{3\pi m}{2}} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j2\pi\frac{m(k-p)}{M}}$$

10

$$u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$$

Para cualquier entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$ , se obtienen las relaciones siguientes entre los valores de la segunda mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{3M/4+p+k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{mk}{M}}$$

15

$$u_{3M/4+p-k-1,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$$

20

$$u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$$

En consecuencia, considerando las relaciones  $u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$  y  $u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$ , es suficiente según la invención:

25

- calcular un primer subconjunto de las salidas ( $u_{k,n}$  para  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$ , y  $u_{3M/4+p+k,n}$ , para  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$ ) en el curso de la primera sub-etapa 221,
- deducir un segundo subconjunto de las salidas ( $u_{M/2+2p-k-1,n}$  para  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$ , y  $u_{3M/4+p+k,n}$ , para  $0 \leq k \leq M/4 - p - 1$ ), complementario del primer subconjunto, en el curso de la segunda sub-etapa 222, utilizando las relaciones antes mencionadas,

30

para obtener de ese modo el conjunto de las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

Se puede así escribir  $L = qM + 2p$ , teniendo en un segundo caso  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ .

35

En este caso, si se desarrolla un cálculo similar al precedente para cualquier entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq p - M/4 - 1$ , se tiene:

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(k-p)}{M}}$$

40

Se obtienen por tanto las relaciones siguientes entre los valores de la primera mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{2p-M/2-k-1,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j\frac{2\pi mp}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(2p-M/2-k-1)}{M}}$$

$$u_{2p-M/2-k-1,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{-j\frac{\pi m}{2}} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(p-k)}{M}}$$

$$u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$$

5 Para cualquier entero positivo  $n$  y para  $k$  un entero tal que  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ , se obtienen las relaciones siguientes entre los valores de la segunda mitad de las salidas de la IFFT:

$$u_{2p+k-M/2,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j\frac{2\pi mp}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(2p+k-M/2)}{M}}$$

$$10 \quad u_{2p+k-M/2,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{-j\frac{\pi m}{2}} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(p+k)}{M}}.$$

Y

$$u_{M-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j\frac{2\pi mp}{2N}} e^{j2\pi\frac{m(M-1-k)}{M}}$$

$$15 \quad u_{M-1-k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}nM-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{-j\frac{\pi m}{2N}} e^{-j2\pi\frac{m(k+p)}{M}}$$

$$u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{2p+k-M/2,n}^*$$

20 En consecuencia, considerando las relaciones  $u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$  y  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{2p+k-M/2,n}^*$ , es suficiente según la invención:

- calcular un primer subconjunto de las salidas ( $u_{k,n}$  para  $0 \leq k \leq p - M/4 - 1$ , y  $u_{2p+k-M/2,n}$ , para  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ ) en el curso de la primera sub-etapa 221,
- 25 - deducir un segundo subconjunto de las salidas ( $u_{2p-M/2-k-1,n}$  para  $0 \leq k \leq p - M/4 - 1$ , y  $u_{M-1-k,n}$ , para  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ ), complementario del primer subconjunto, en el curso de la segunda sub-etapa 222, utilizando las relaciones antes mencionadas,

30 para obtener de ese modo el conjunto de las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

Según este ejemplo, es suficiente de ese modo calcular la mitad de las salidas utilizando una transformada de Fourier parcial en el curso de la primera sub-etapa 221, para obtener a la salida de la segunda sub-etapa 222 todas las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

35 De nuevo, se remarca que las relaciones antes mencionadas permiten conectar dos a dos unas salidas de índice de paridad diferente.

40 Como se describe en relación con el primer ejemplo, una manera eficaz de implementación de la invención consiste en calcular, en el curso de la primera sub-etapa 221, las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22 de índice de la misma paridad, por ejemplo las salidas de índice par, y posteriormente deducir las salidas de índice impar.

45 El principio de reducción de la complejidad aplicado al caso en el que la longitud del filtro prototipo es un múltiplo del tamaño de la operación de transformación ( $L = qM$ ) según el primer ejemplo permanece por lo tanto válido en el caso en el que  $L = qM + 2p$ .

Este principio de reducción de la complejidad se implementa de modo diferente en el caso en el que  $q_1$  es impar.

En efecto, en este caso, se puede escribir  $L = qM + 2p + 1$ , y salidas del módulo de transformación pueden expresarse en la siguiente forma, para  $0 \leq k \leq M - 1$ :

$$u_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}n} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} (-1)^{mq} e^{j\frac{\pi m}{2}} e^{j2\pi \frac{m(k-p)}{M}}$$

5 Como se ha propuesto en la patente FR-97 08547 presentada el 1/07/97 y titulada "Procédé et dispositif de modulation d'un signal multiporteuse de type OFDM/OQAM, et procédé et dispositif de démodulation correspondant", las salidas del módulo de transformación pueden obtenerse por medio de una IFFT que tome en la entrada unos reales  $(a_{m,n}(-1)^{mq})$ , y aplicando una permutación circular a la salida. Esta permutación es un desfase circular a la izquierda de  $M/4 - p$  si  $0 \leq p \leq M/4 - 1$  y un desfase circular a la derecha de  $p - M$  si  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ . En otros términos, si se toma al caso en el que  $0 \leq p \leq M/4 - 1$  la salida de la IFFT correspondiente al índice 0 reemplaza la salida correspondiente al índice  $M/4 - p$ , la salida correspondiente al índice 1 reemplaza la salida correspondiente al índice  $M/4 - p + 1$ , etc.

15 En este caso, la reducción de la complejidad viene del hecho de la posibilidad de utilizar una IFFT en las entradas reales y no complejas. Utilizando un algoritmo de tipo "Split radix" tal como se ha presentado anteriormente, la complejidad operativa se reduce por tanto a la mitad.

20 Se puede hacer notar igualmente que la expresión precedente tiene en cuenta la longitud del filtro prototipo y permite por tanto obtener directamente una realización causal, lo que no es el caso en la patente antes mencionada.

### 5.3 Caso del modulador BFDM/OQAM

25 El procedimiento según la invención puede implementarse igualmente en un modulador de tipo BFDM/OQAM, para el que los filtros prototipo utilizados en la emisión y en la recepción pueden ser diferentes. El principio de reducción de la complejidad, descrito anteriormente para el caso ortogonal OFDM/OQAM se aplica por tanto igualmente al caso bi-ortogonal.

30 En este caso, el parámetro de retardo D, utilizado en la entrada del módulo de transformación frecuencia/tiempo, es más flexible, y puede ser tal que  $D \leq L - 1$ , siendo L la longitud del filtro prototipo de emisión.

$$A) \quad D = L - 1$$

35 Si se considera inicialmente un retardo tal que  $D = L - 1$ , se obtienen en la salida del módulo de transformación frecuencia/tiempo las relaciones definidas anteriormente en el segundo ejemplo de aplicación si  $q_1$  es par, a saber:

$$u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^* \quad \text{para } 0 \leq k \leq M/4 + p - 1$$

$$u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^* \quad \text{para } 0 \leq k \leq M/4 - p - 1$$

40 siendo  $0 \leq p \leq M/4 - 1$ .  
Y para el segundo caso cuando  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$

$$u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^* \quad \text{para } 0 \leq k \leq p - M/4 - 1$$

$$45 \quad u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{2p+k-M/2,n}^* \quad \text{para } 0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$$

### B) $D < L - 1$

50 Si el retardo es tal que  $D < L - 1$ , estas relaciones son diferentes, según la forma del retardo.

Más precisamente, se hace notar que  $D = qM + q_1 - 1$ , y se estudian los diferentes casos:

55 - si  $q_1$  es par, entonces el retardo es de la forma  $D = qM + 2p - 1$  y se recuperan las relaciones definidas anteriormente en el segundo ejemplo de aplicación, en el caso en el que  $L = qM + 2p$ ;

o - si  $q_1$  es impar, entonces el retardo es de la forma  $D = qM + 2p$  y se recuperan las relaciones definidas anteriormente en el segundo ejemplo de aplicación, en el caso en el que  $L = qM + 2p + 1$ . Se han de considerar dos casos según el intervalo de valores de  $p$ .

- a. Si  $0 \leq p \leq M/4 - 1$ , las salidas del módulo de transformación pueden obtenerse utilizando una transformación real seguida de una permutación circular a la izquierda de  $M/4 - p$ ;  
 b. Si  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ , las salidas del módulo de transformación se pueden obtener utilizando una transformación real seguida de una permutación circular a la derecha de  $p - M/4$ ;

5 A título de ejemplo, se considera un modulador de tipo BFDQ/OQAM que implementa un filtro prototipo de fase lineal en emisión de longitud  $L$ , y de retardo  $D$  estrictamente inferior a  $L - 1$ .

Si el retardo es de la forma  $D = qM + 2p - 1$ , siendo  $2p = \frac{M}{2} = N$ , entonces se obtiene, utilizando las ecuaciones de la sección 5.3 B), una relación entre las salidas de índices  $k$  y  $M - 1 - k$  del módulo de transformación frecuencia/tiempo.

Más precisamente, el segundo caso en el que  $M/4 \leq p \leq 3M/4 - 1$ , la primera relación obtenida para  $0 \leq k \leq p - M/4 - 1$  conduce a un caso imposible ( $0 \leq k \leq -1$ ), y no se puede por tanto aplicar. Por el contrario, se aplica la segunda relación obtenida para  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ , y conduce a

$$u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k+2p-M/2,n}^* = (-1)^n u_{k,n}^* \text{ para } 0 \leq k \leq M/2 - 1.$$

En consecuencia, considerando la relación  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , es suficiente según la invención:

- calcular un primer subconjunto de las salidas ( $u_{k,n}$ , para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ ) en el curso de la primera sub-etapa 221,
- deducir un segundo subconjunto de las salidas ( $u_{M-1-k,n}$  para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ ), complementario del primer subconjunto, en el curso de la segunda sub-etapa 222, utilizando la relación antes mencionada,

para obtener de ese modo el conjunto de las salidas de la etapa de transformación frecuencia/tiempo 22.

### C) Simplificación del filtrado polifásico

Se sitúa de nuevo en el contexto del modulador de tipo BFDQ/OQAM que implementa un filtro prototipo de fase lineal en emisión de longitud  $L$ , cuyo retardo se elige tal que  $D = qN - 1$ , siendo  $q = 2q' + 1$  y  $q'$  un entero.

Se recuerda que, clásicamente, las componentes polifásicas  $G_k(z)$  del filtro prototipo  $h[n]$  se definen mediante

$$G_l(z) = \sum_n h[l + nM] z^{-n}.$$

Sin embargo, como el filtro prototipo en emisión es de fase lineal, se deduce de ahí que sus componentes polifásicas se pueden expresar en la siguiente forma, para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ .

$$G_k(z) = z^{-(q-1)} G_{M-1-k}(z^{-1}).$$

Las componentes polifásicas son por tanto para-conjugadas. Es posible entonces simplificar la implementación de este filtro polifásico. La utilización de esta simetría permite en efecto reducir por dos el número de multiplicaciones a realizar para un filtro prototipo.

Más precisamente, las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo están vinculadas por la relación  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ . Las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo son por tanto conjugadas dos a dos, y filtradas mediante unos componentes polifásicos para-conjugados. En lo que sigue, se deduce que existen unas multiplicaciones comunes pero en unos instantes diferentes de filtrado. El número de estas multiplicaciones comunes durante el filtrado es igual a la mitad de las multiplicaciones globales y, en consecuencia, se puede reducir a la mitad el número de multiplicaciones durante esta fase.

Es necesario hacer notar sin embargo que es necesaria una memoria suplementaria para almacenar las multiplicaciones en cada instante de filtrado.

La figura 5 ilustra más precisamente la utilización de una memoria de ese tipo.

Se consideran a título de ejemplo únicamente dos salidas  $u_{k,n}$  y  $u_{M-1-k,n}$  del módulo de transformación matemático 22, en dos instantes diferentes  $2n$  y  $2n+1$ . Se considera igualmente un filtro prototipo de longitud  $L = qM = 2M$ . Cada componente polifásica  $G_k(z)$  está compuesta por lo tanto por dos coeficientes ( $h(0)$  y  $h(1)$ ). Se hace notar que la multiplicación por un coeficiente nulo está vinculada al filtrado que se efectúa con cadencia doble por  $G_k(z^2)$ .

A partir de este ejemplo, se constata que a la salida de la componente  $G_k(z^2)$  del filtro polifásico, se obtienen los símbolos filtrados siguientes:

$$u_{k,2n}h(0), u_{k,2n+1}h(0), u_{k,2n}h(1), u_{k,2n+1}h(1)$$

5

A la salida de la componente  $G_{M-1-k}(z^2)$  del filtro polifásico, se obtienen los símbolos filtrados siguientes:

$$u_{k,2n}^*h(1), u_{k,2n+1}^*h(1), u_{k,2n}^*h(0), u_{k,2n+1}^*h(0)$$

10 En efecto, se recuerda que las salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo están vinculadas por la relación  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$  y las componentes polifásicas están vinculadas por la relación  $G_k(z) = z^{-(q-1)} G_{M-1-k}(z^1)$ , para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ .

Hay por tanto una redundancia las informaciones a calcular, y la complejidad del filtrado se puede reducir a la mitad.

15 Más precisamente, es posible calcular los símbolos filtrados  $u_{k,2n}h(0)$ ,  $u_{k,2n+1}h(0)$ ,  $u_{k,2n}^*h(1)$  y  $u_{k,2n+1}^*h(1)$  y almacenarlos en una memoria 51, y posteriormente utilizar esta memoria para determinar los símbolos filtrados  $u_{k,2n}h(1)$ ,  $u_{k,2n+1}h(1)$ ,  $u_{k,2n}^*h(0)$  y  $u_{k,2n+1}^*h(0)$ .

20 Dicho de otra manera, si se considera un filtro prototipo de longitud  $L = qM$  y de retardo  $D = q'N - 1$ , siendo  $q' = 2q''+1$  y  $q'' < q$ , el número de multiplicaciones complejas es igual a  $2qM$  (en lugar de  $4qM$ ).

### 5.3 Modificación del término de fase

En los ejemplos presentados en el presente documento anteriormente en el caso de una modulación OFDM/OQAM

25 o BFDQ/OQAM, el término de fase se elegía tal que  $\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n)$ .

Por supuesto, la invención se aplica igualmente para un término de fase tal que  $\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n) + \varepsilon\pi mn$ , siendo  $\varepsilon \in \{0, 1, -1\}$ .

30 De manera más general, el término de fase  $\phi_{m,n}$  se puede elegir de manera que la diferencia de fase entre una posición  $(m, n)$  del plano tiempo-frecuencia y las cuatro posiciones vecinas más próximas  $\{(m+1, n), (m-1, n), (m, n+1), (m, n-1)\}$  sea igual a  $\pm\pi/2$ .

### 5.4 Rendimientos y término de complejidad

35 Como se ha presentado anteriormente en los ejemplos del presente documento, es suficiente calcular un primer subconjunto de salidas del módulo de transformación frecuencia/tiempo para obtener el conjunto de las salidas de este módulo. Por ejemplo, es suficiente calcular las salidas de índice par del módulo de transformación frecuencia/tiempo.

40 Utilizando el principio de poda o de transformada parcial ("pruning" en inglés), es posible por tanto reducir la complejidad de la mayor parte de los algoritmos rápidos de tipo IFFT que se utilizan en la práctica para la implementación de esta transformación frecuencia/tiempo.

45 A título ilustrativo, se hace referencia de nuevo la figura 3, con el fin de ilustrar el procedimiento propuesto en el caso del algoritmo IFFT "Split Radix" de tipo diezclado en frecuencia (DIF).

Se recuerda inicialmente que:

- 50 - para una transformación de tamaño  $M = 2^r$ , se tienen  $r$  etapas de cálculos. Según el ejemplo ilustrado en la figura 3, hay cinco etapas de cálculo ( $M = 32$  y  $r = 5$ );
- los cálculos necesarios en cada etapa comprenden unas adiciones y multiplicaciones complejas que se simbolizan por la estructura repetitiva de la figura 3 en forma de mariposas, con las notaciones ilustradas en la

figura 4, en la que  $W_M = e^{j\frac{2\pi}{M}}$  para una IFFT y  $W_M = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$  para una FFT.

- 55 - para este algoritmo de tipo DIF, las salidas de índice par se obtienen en la parte superior de la IFFT.

Como ya se ha indicado, es suficiente según la invención calcular las salidas de índice par del módulo de transformación frecuencia/tiempo (es decir las M/2 primeras salidas), para poder obtener el conjunto de las salidas del módulo de transformación, que se considera un modulador OFDM/OQAM o BFDM/OQAM.

5 Se demuestra en el presente documento a continuación que el coste operativo para una IFFT podada de tamaño M se reduce al de una IFFT no podada de tamaño M/2, más M/2 adiciones complejas. Lo que se verifica visualmente en la figura 3, en la que se ve que se puede eliminar toda la mitad inferior clásicamente utilizada para calcular las salidas de índice impar.

10 La demostración del presente documento a continuación se aplica a una FFT, pero se deduce de manera dual para una IFFT.

Más precisamente, para una secuencia temporal  $x(m)$  siendo  $m = 0, \dots, M - 1$ , la FFT viene dada por:

15 
$$X(k) = \sum_{m=0}^{M-1} x(m)W_M^{mk}, \text{ para } k = 0, \dots, M - 1, \text{ siendo } W_M = e^{-j \frac{2\pi}{M}}.$$

A partir del documento "Implementation of "split-radix" FFT algorithms for complex, real, and real symmetric data" antes mencionado, esta ecuación puede descomponerse en la siguiente forma:

20 
$$\begin{cases} X(2k) &= \sum_{m=0}^{M/2-1} (x(m) + x(m + M/2))W_{M/2}^{mk} \\ X(4k + 1) &= \sum_{m=0}^{M/4-1} [x_R(m) + jx_I(m)]W_M^m W_{M/4}^{mk} \\ X(4k + 3) &= \sum_{m=0}^{M/4-1} [x_R(m) - jx_I(m)]W_M^{3m} W_{M/4}^{mk} \end{cases}$$

siendo  $x_R(m) = (x(m) - x(m + M/2))$  y  $x_I(m) = (x(m + M/4) - x(m + 3M/4))$ .

25 Este diezmo en frecuencia permite descomponer una FFT de tamaño M en una FFT de tamaño M/2 y dos FFT de tamaño M/4. Se remarca que en cada descomposición, el cálculo de las frecuencias impares tiene un coste de:

- M/2-4 multiplicaciones complejas (la multiplicación por  $W_M^m$  y  $W_M^{3m}$  para  $m \neq \{0, M/8\}$ ), en el que una multiplicación compleja  $M_c$  es equivalente a tres multiplicaciones reales  $M_r$  y tres adiciones reales  $A_r$ , y
  - dos multiplicaciones por la raíz octava de la unidad, en la que cada multiplicación es equivalente a dos multiplicaciones reales  $M_r$  y a dos adiciones reales  $A_r$ .
- 30

Se puede remarcar que es preferible calcular las frecuencias pares, porque necesitan menos cálculos que las frecuencias impares.

35 A partir de la ecuación de la FFT descompuesta en forma de  $(X(2k), X(4k + 1), X(4k + 3))$ , el coste para calcular las frecuencias pares es equivalente a calcular una FFT de tamaño M/2 (es decir únicamente los coeficientes  $X(2k)$ ) así como M/2 adiciones complejas para obtener las entradas de esta FFT  $(x(m) + x(m + M/2))$ , para  $m = 0, \dots, M/2 - 1$ .

40 Ahora bien, se sabe que la complejidad para calcular una FFT de tamaño M utilizando el algoritmo de tipo "Split Radix" es igual a  $(M \log_2 M - 3M + 4)$  multiplicaciones reales (y  $(3M \log_2 M - 3M + 4)$  adiciones reales).

En lo que sigue, calculando una FFT de tamaño M/2 con M/2 adiciones complejas en la entrada en lugar de una FFT de tamaño M, se reduce la complejidad de  $(M \log_2 M - 3M + 4)$  a  $((M/2) \log_2 M - 2M + 4)$  multiplicaciones reales, es decir una ganancia superior al 50 %, y de  $(3M \log_2 M - 3M + 4)$  a  $((3M/2) \log_2 M - 2M + 4)$  adiciones reales, es decir aún una ganancia superior al 50 %.

45

De manera doble, calculando una IFFT parcial de tamaño M/2 según la invención, en lugar de una IFFT de tamaño M según la técnica anterior, se reduce la complejidad de  $(M \log_2 M - 3M + 4)$  a  $((M/2) \log_2 M - 2M + 4)$  multiplicaciones reales y de  $(3M \log_2 M - 3M + 4)$  a  $((3M/2) \log_2 M - 2M + 4)$  adiciones reales.

50

### 5.5 Estructura del modulador

Se presenta finalmente, en relación con la figura 6, la estructura simplificada del modulador OFDM/OQAM o BFDM/OQAM que implementa una técnica de modulación según un ejemplo de aplicación descrito en el presente documento anteriormente.

55

Un modulador de ese tipo comprende una memoria 61 que comprende una memoria tampón, una unidad de procesamiento 62, equipada por ejemplo con un microprocesador  $\mu P$ , y controlada por el programa de ordenador 63, que implementa el procedimiento de modulación según la invención.

5 En la inicialización, las instrucciones del código del programa informático 63 se cargan por ejemplo en una memoria RAM antes de ser ejecutadas por el procesador de la unidad de procesamiento 62. La unidad de procesamiento 62 recibe en la entrada M símbolos de datos reales  $a_{m,n}$ . El microprocesador de la unidad de procesamiento 62 implementa las etapas del procedimiento de modulación descritas anteriormente, según las instrucciones del programa informático 63, para efectuar una transformación desde el dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal de los símbolos de datos, suministrando unos símbolos transformados  $u_{m,n}$ . Para ello, el modulador comprende, además de la memoria tampón 61, unos medios de transformación parcial del conjunto de M símbolos de datos reales, implementando una transformada de Fourier parcial y suministrando un primer subconjunto de C símbolos transformados, siendo C estrictamente inferior a M, y unos medios de obtención, al partir del primer subconjunto, del segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados, complementario del primer subconjunto.

10  
15

Estos modos están controlados por el microprocesador de la unidad de procesamiento 62.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de modulación que suministra una señal multiportadora de tipo OQAM, que implementa una etapa de transformación, del dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, de un conjunto de M símbolos de datos reales suministrando un conjunto de M símbolos transformados, denominada transformación completa, comprendiendo dicha etapa de transformación completa (22) las sub-etapas siguientes:
- aplicación de una transformada de Fourier parcial (221) a dicho conjunto de M símbolos de datos reales, suministrando un primer subconjunto de C símbolos transformados de dicho conjunto de M símbolos transformados, siendo C estrictamente inferior a M;
  - obtención (222), a partir de dicho primer subconjunto, de un segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados de dicho conjunto de M símbolos transformados, siendo dicho segundo subconjunto de (M-C) símbolos transformados el subconjunto complementario de dicho primer subconjunto de C símbolos transformados de dicho conjunto de M símbolos transformados.
2. Procedimiento de modulación según la reivindicación 1, caracterizado por que dichos primer y segundo subconjuntos presentan un tamaño idéntico.
3. Procedimiento de modulación según la reivindicación 1, caracterizado por que dicho primer subconjunto comprende los símbolos transformados asociados a las salidas de índice de la misma paridad de dicha etapa de transformación completa.
4. Procedimiento de modulación según la reivindicación 1, caracterizado por que comprende una etapa de pretratamiento de dichos símbolos de datos reales implementada previamente a dicha etapa de transformación completa.
5. Procedimiento de modulación según la reivindicación 1, caracterizada por que dicha etapa de obtención determina una primera parte de dicho segundo subconjunto a partir de una primera parte de dicho primer subconjunto, utilizando una primera relación matemática, y determina una segunda parte de dicho segundo subconjunto a partir de una segunda parte de dicho primer subconjunto, utilizando una segunda relación matemática, siendo complementarias dichas primera y segunda partes de dicho primer subconjunto, respectivamente de dicho segundo subconjunto.
6. Procedimiento de modulación según la reivindicación 5, caracterizado por que, para un filtro prototipo de longitud L igual a  $qM + 2p$ , siendo q y p unos enteros tales que  $q \geq 0$  y  $0 \leq p \leq M/2 - 1$  y M divisible por 4, si  $0 \leq p \leq M/4 - 1$ , entonces dicha primera relación matemática se expresa en forma de:
- $$u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$$
- para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$  y dicha segunda relación matemática se expresa en forma de  $u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - p - 1$ , si no, si  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ , entonces dicha primera relación matemática se expresa en forma de  $u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - 1$  y dicha segunda relación matemática se expresa en forma de  $u_{M-k-1,n} = (-1)^n u_{2p-M/2+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ , siendo:
- $u_{m,n}$  un símbolo transformado asociado a la salida de índice m de dicha etapa de transformación completa en un instante n;
  - \* el operador conjugado.
7. Procedimiento de modulación según la reivindicación 5, caracterizado por que, para un filtro prototipo de longitud L y un parámetro de retardo D estrictamente inferior a L - 1, tal que  $D = qM + 2p - 1$ , siendo q y p unos enteros tales que  $q \geq 0$  y  $0 \leq p \leq M/2 - 1$ , y M es divisible por 4, si  $0 \leq p \leq M/4 - 1$ , entonces dicha primera relación matemática se expresa en forma de:
- $$u_{M/2+2p-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$$
- para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 + p - 1$  y dicha segunda relación matemática se expresa en forma de  $u_{3M/4+p-k-1,n} = (-1)^n u_{3M/4+p+k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq M/4 - p - 1$ , si no, si  $M/4 \leq p \leq M/2 - 1$ , entonces dicha primera relación matemática se expresa en forma de  $u_{2p-M/2-k-1,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero k tal que  $0 \leq k \leq p - M/4 - 1$  y

dicha segunda relación matemática se expresa en forma de  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{2p+k-M/2,n}^*$ , para un entero  $k$  tal que  $0 \leq k \leq 3M/4 - p - 1$ , siendo:

- 5 -  $u_{m,n}$  un símbolo transformado asociado a la salida de índice  $m$  de dicha etapa de transformación completa en un instante  $n$ ;  
 - \* el operador conjugado.

8. Procedimiento de modulación según la reivindicación 1, caracterizado por que, para un filtro prototipo de fase lineal de longitud  $L$  y un parámetro de retardo  $D$  estrictamente inferior a  $L - 1$ , tal que  $D = qM/2 - 1$ , siendo  $q = 2q'+1$ ,  $q'$  un entero y  $M$  divisible por 2,  
 10 dicha etapa de obtención determina dicho segundo subconjunto a partir del primer subconjunto, utilizando la relación matemática  $u_{M-1-k,n} = (-1)^n u_{k,n}^*$ , para un entero  $k$  tal que  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ ,  
 siendo:

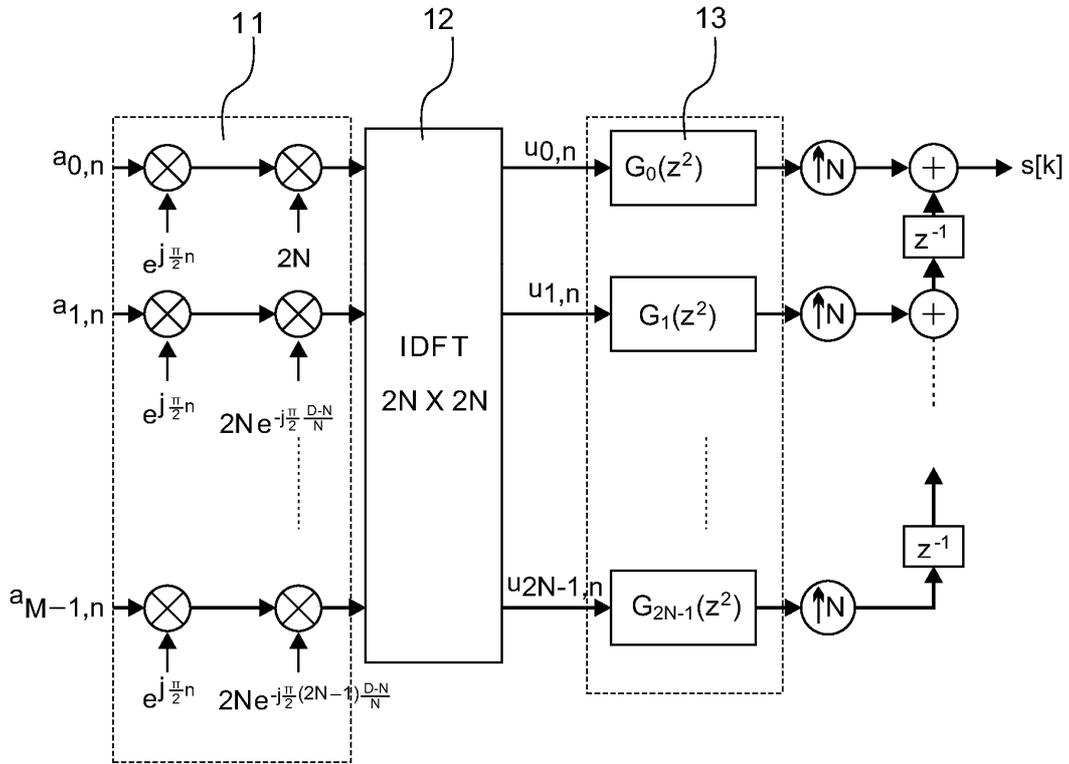
- 15 -  $u_{m,n}$  un símbolo transformado asociado a la salida de índice  $m$  de dicha etapa de transformación completa en un instante  $n$ ;  
 - \* el operador conjugado.

- 20 y por que el procedimiento comprende una etapa de filtrado polifásico de dichos  $M$  símbolos transformados por medio de dicho filtro prototipo, implementando unas componentes polifásicas tales que  $G_k(z) = z^{-(q-1)} G_{M-1-k}(z^{-1})$  para  $0 \leq k \leq M/2 - 1$ .

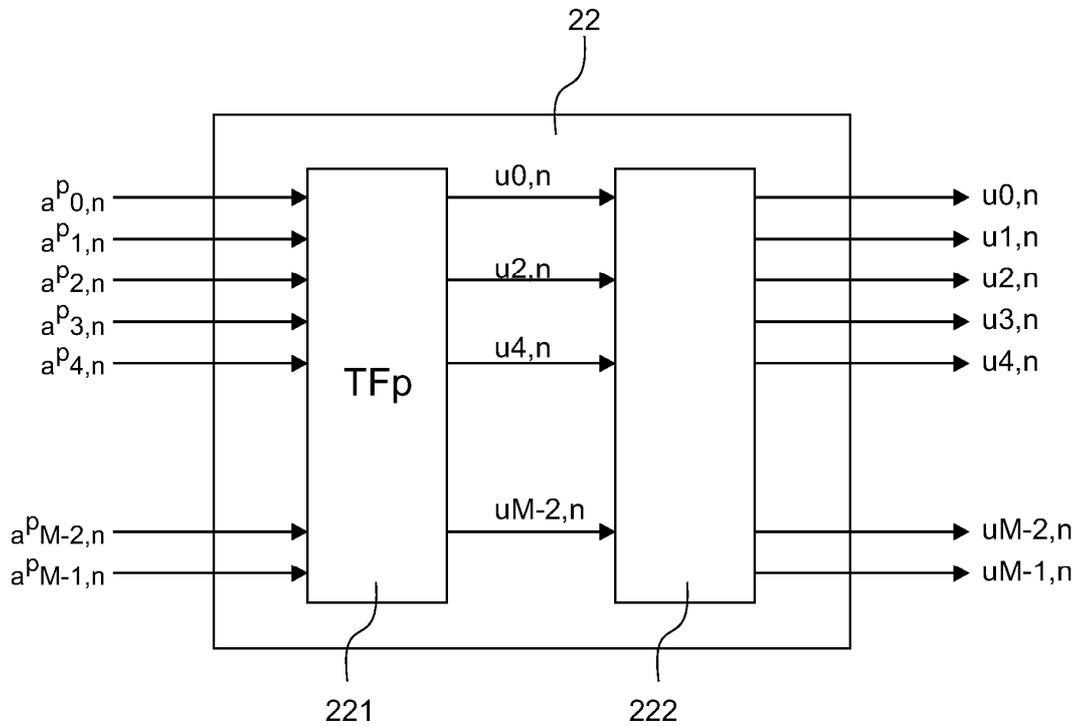
9. Programa informático que incluye unas instrucciones para la ejecución de las etapas del procedimiento de modulación según la reivindicación 1 cuando se ejecuta dicho programa por un ordenador.  
 25

10. Modulador que suministra una señal multiportadora de tipo OQAM, que comprende unos medios de transformación (22), del dominio de la frecuencia hacia el dominio temporal, de un conjunto de  $M$  símbolos de datos reales en  $M$  símbolos transformados, que comprende:  
 30

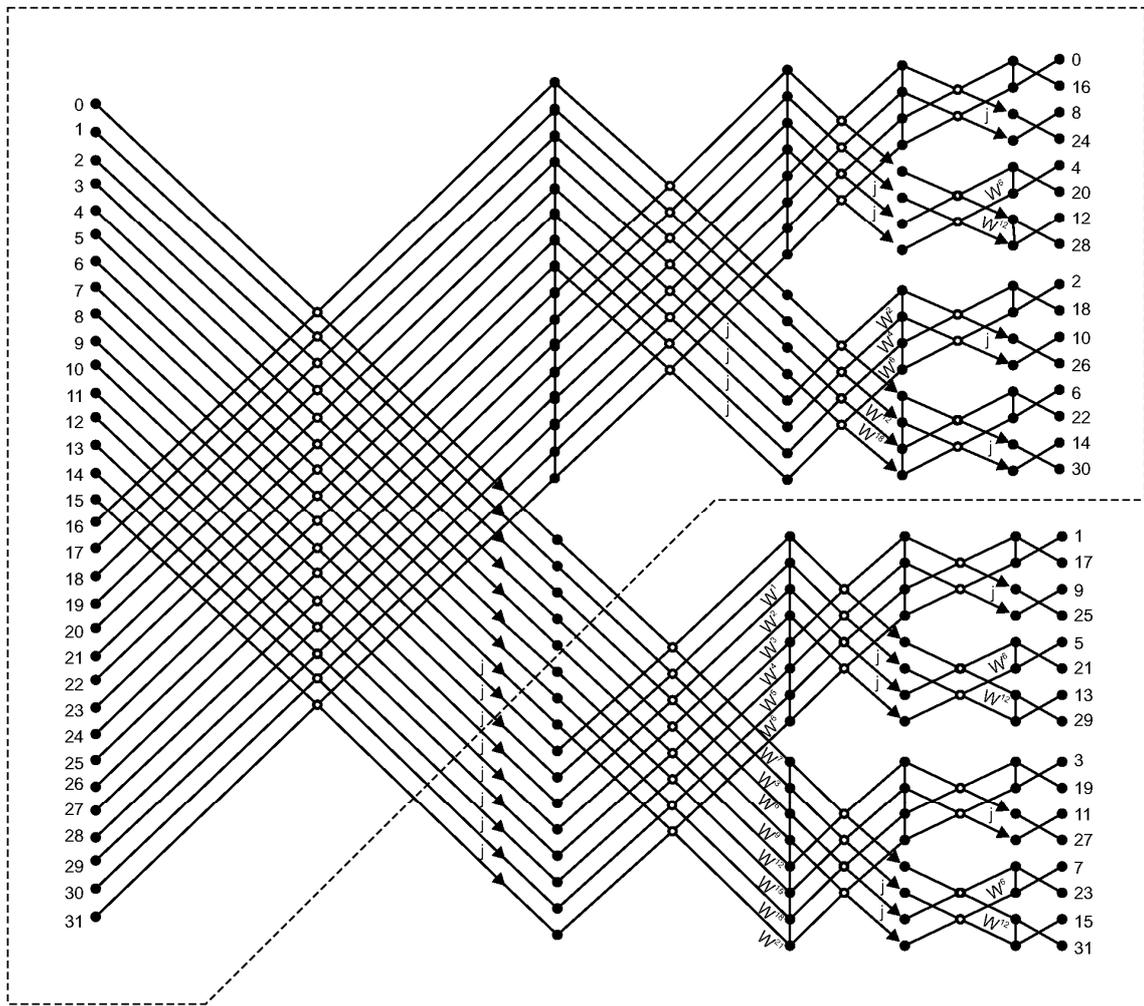
- unos medios de transformación parcial (221) de dicho conjunto de  $M$  símbolos de datos reales, implementando una transformada de Fourier parcial y suministrando un primer subconjunto de  $C$  símbolos transformados, siendo  $C$  estrictamente inferior a  $M$ ;  
 - unos medios de obtención (222), a partir de dicho primer subconjunto, de un segundo subconjunto de  $(M-C)$  símbolos transformados, complementario de dicho primer subconjunto.  
 35



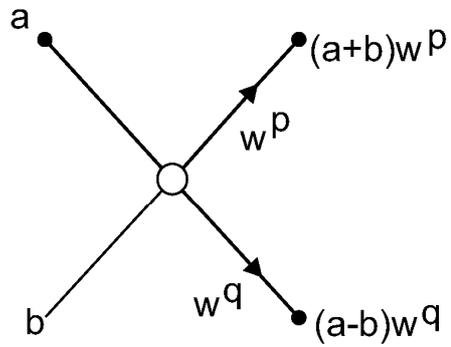
**Fig. 1**



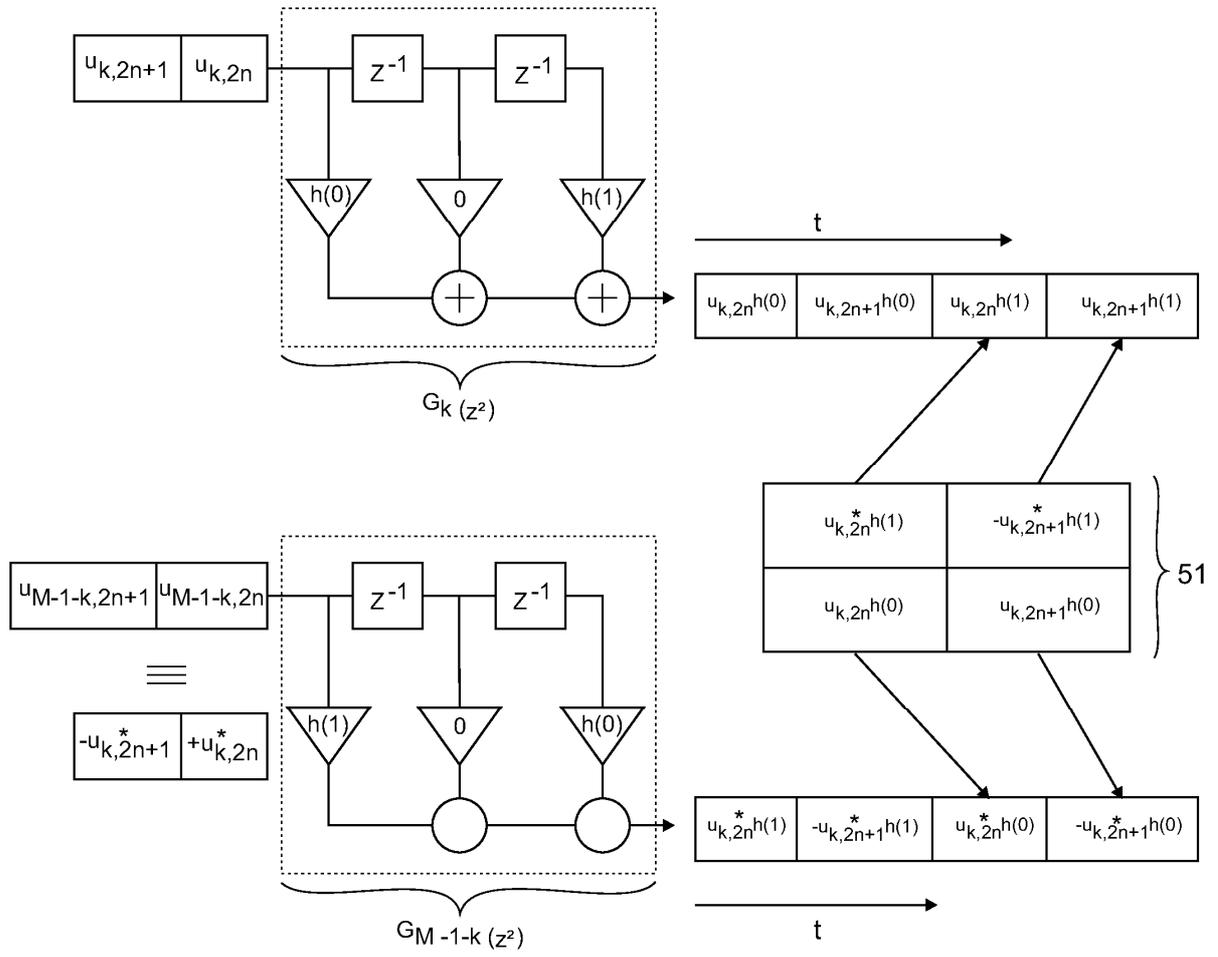
**Fig. 2**



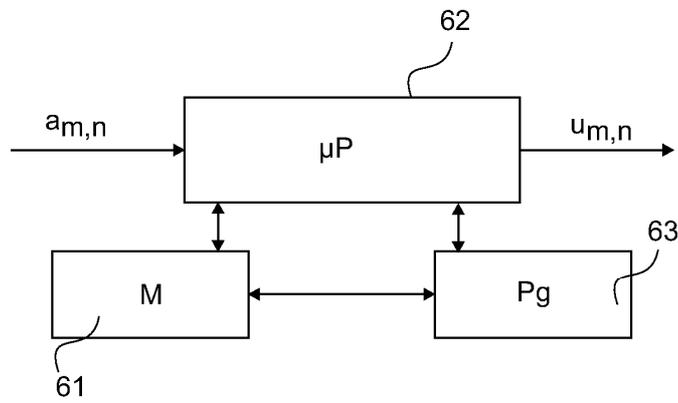
**Fig. 3**



**Fig. 4**



**Fig. 5**



**Fig. 6**