

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 614 273**

51 Int. Cl.:

H04L 5/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **11.09.2001 PCT/US2001/28314**

87 Fecha y número de publicación internacional: **21.03.2002 WO02023849**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.09.2001 E 01968769 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.12.2016 EP 1317812**

54 Título: **Procedimiento de señalización en un sistema de acceso múltiple de OFDM**

30 Prioridad:

13.09.2000 US 230937 P
15.03.2001 US 805887

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
30.05.2017

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 Morehouse Drive
San Diego, CA 92121, US

72 Inventor/es:

LAROA, RAJIV;
LI, JUNYI y
UPPALA, SATHYADEV, VENKATA

74 Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 614 273 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 señalización en un sistema de acceso múltiple de OFDM

5 REFERENCIA CRUZADA A SOLICITUDES RELACIONADAS

La presente solicitud reivindica la prioridad sobre la solicitud provisional estadounidense N° 60/230,937, presentada el 13 de septiembre de 2000, y titulada "Procedimiento de señalización en un sistema inalámbrico de acceso múltiple de OFDM".

10 CAMPO TÉCNICO

La presente invención se refiere a un sistema de comunicación de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y, más específicamente, a un sistema de comunicación de OFDM para una red de comunicación de acceso múltiple.

15 ANTECEDENTES

20 El multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de multiplexado relativamente bien conocida para sistemas de comunicación. Los sistemas de comunicación de OFDM se pueden utilizar para proporcionar comunicación de acceso múltiple, donde a usuarios diferentes son asignados diferentes tonos ortogonales dentro de un ancho de banda de frecuencia para transmitir datos al mismo tiempo. En un sistema de comunicación de OFDM, la totalidad del ancho de banda asignado al sistema se divide en tonos ortogonales. En particular, para una duración T de símbolo dada, disponible para la transmisión de datos del usuario, y un ancho de banda W dado, el número de tonos ortogonales F disponibles está dado por WT . La separación entre los tonos ortogonales Δ se elige para que sea $1/T$, haciendo así ortogonales los tonos. Además de la duración T del símbolo, que está disponible para la transmisión de datos del usuario, un período de tiempo adicional T_c se puede utilizar para la transmisión de un prefijo cíclico. El prefijo cíclico se antepone a cada duración T de símbolo y se utiliza para compensar la dispersión introducida por la respuesta del canal y por el filtro de conformación de pulsos utilizado en el transmisor. Así, aunque una duración total de símbolo de $T + T_c$ se emplea para la transmisión de un símbolo de OFDM, sólo la duración T de símbolo está disponible para la transmisión de datos del usuario y se denomina, por lo tanto, una duración de símbolo de OFDM.

35 En las técnicas de OFDM anteriores, una señal de OFDM se construye primero en el dominio de frecuencia mediante la correlación de símbolos de una constelación con tonos de frecuencia establecidos. La señal construida en el dominio de frecuencia es transformada entonces al dominio de tiempo por una transformación de Fourier discreta inversa (IDFT), o transformación de Fourier rápida inversa (IFFT), para obtener las muestras de la señal digital a transmitir. En general, los símbolos de la constelación tienen una propiedad de razón relativamente baja entre máximo y promedio. Por ejemplo, los símbolos de una constelación de QPSK tienen todos la misma amplitud. Sin embargo, después de haber sido transformados mediante la IDFT o la IFFT, las muestras de la señal de dominio de tiempo resultantes son la suma ponderada de todos los símbolos y, por lo tanto, generalmente no preservan la deseable propiedad de una baja razón entre máximo y promedio. En particular, la señal del dominio de tiempo resultante tiene habitualmente una alta razón entre máximo y promedio.

45 Las técnicas existentes para la implementación de sistemas de comunicación de OFDM pueden ser sumamente ineficaces, debido a la relativamente alta razón entre máximo y promedio, en comparación con otros esquemas de señalización, tales como los esquemas de modulación de portadoras individuales. Como resultado, las técnicas de OFDM existentes no están bien adaptadas para una red de comunicación inalámbrica de acceso múltiple con usuarios sumamente móviles, porque la alta razón entre máximo y promedio de la señal transmitida requiere una gran cantidad de potencia en la estación de base y en el dispositivo inalámbrico. Los requisitos de gran energía dan como resultado una vida corta de la batería y amplificadores de potencia más caros para los dispositivos o terminales manuales de comunicación inalámbrica. En consecuencia, es deseable proporcionar una técnica de OFDM que reduzca la razón entre máximo y promedio de la señal a transmitir, aprovechando simultáneamente el mayor ancho de banda de comunicación ofrecido por un sistema de comunicación de OFDM.

55 Diversas referencias describen la generación de señales de múltiples portadoras, utilizadas para la comunicación. Por ejemplo, el artículo de BAHAI, SALTZBERG: "Comunicaciones digitales de múltiples portadoras", 1999, KLUWER ACADEMIC, NUEVA YORK, EE UU, XP002199501, expuso fundamentos de sistemas de múltiples portadoras, incluyendo el posible uso de una DFT para correlacionar símbolos de datos complejos con símbolos de OFDM.

60 También se hace referencia a la patente estadounidense N° 5.838.268 de Frenkel, que expone el uso de un correlacionador generador de símbolos complejos, en combinación con un interpolador convencional que es seguido por un aumentador de potencia antes de que la señal sea sometida a un proceso de conversión de digital a analógico.

Además, también se reclama atención a la Publicación Internacional WO 99/41871, que expone el uso de señales de OFDM, así como lo que se menciona en la referencia como señales de Acceso Múltiple por Interferencia de Portadora (CIMA). Si bien se describen diversos procedimientos de generación de señales en las diversas referencias indicadas, queda la necesidad de procedimientos mejorados de generación de señales y de aparatos para implementar tales procedimientos mejorados.

SUMARIO

De conformidad con la presente invención, se proporcionan un dispositivo de comunicación, tal como se expone en la reivindicación 1, y un procedimiento para reducir una razón entre máximo y promedio, tal como se expone en la reivindicación 18. Las realizaciones de la invención se reivindican en las reivindicaciones dependientes.

En un aspecto del sistema de comunicación, el consumo de energía asociado a la generación y la transmisión de señales de OFDM se reduce en comparación con los anteriores sistemas de OFDM expuestos en lo que antecede. El procedimiento de señalización de OFDM incluye la definición de una constelación que tiene una pluralidad de símbolos, la definición de la duración de símbolo para la señal de comunicación de OFDM y la definición de una pluralidad de instantes de tiempo en la duración de los símbolos. En una duración de símbolo dada, una pluralidad de tonos en la duración de símbolo se asignan a un transmisor particular, y la señal a transmitir se representa mediante un vector de símbolos de datos procedentes de la constelación de símbolos. Los símbolos primero se correlacionan directamente con los instantes de tiempo prescritos en la duración de símbolo. Una señal continua se construye entonces mediante la aplicación de funciones continuas de interpolación a los símbolos correlacionados, de manera que los valores de la señal continua en los instantes de tiempo prescritos sean respectivamente iguales a los símbolos correlacionados y que la respuesta de frecuencia de la señal continua sólo contenga sinusoides en los tonos asignados. Finalmente, la señal digital, que se va a transmitir, consiste en muestras de la señal continua. Como alternativa, la señal digital se puede generar directamente mediante la aplicación de funciones discretas de interpolación a los símbolos correlacionados. Como los símbolos de la constelación, en general, tienen una buena propiedad de razón entre máximo y promedio, las elecciones apropiadas de tonos de frecuencia asignados, instantes de tiempo prescritos y funciones de interpolación pueden dar como resultado una razón minimizada entre máximo y promedio de la función continua y de las muestras de señales digitales.

En una implementación, el procedimiento de generar directamente las muestras de señales digitales es multiplicar el vector de símbolos, que consiste en símbolos a transmitir, por una matriz constante, donde la matriz constante se determina mediante los tonos de frecuencia asignados y los instantes de tiempo prescritos. La matriz se puede calcular previamente y almacenarse en una memoria.

En un aspecto, un transmisor asociado al sistema de comunicación tiene asignado un cierto número de tonos contiguos, y los instantes de tiempo prescritos son instantes de tiempo equidistantes en toda la duración del símbolo de OFDM.

En otro aspecto, al transmisor se le asigna un cierto número de tonos equidistantes y los instantes de tiempo prescritos son instantes de tiempo equidistantes en una fracción de la duración del símbolo de OFDM.

En los aspectos anteriores, además del procedimiento general, las muestras de señales digitales pueden construirse mediante la expansión de los símbolos correlacionados a un conjunto prescrito de instantes de tiempo, desde menos infinito a más infinito, y la interpolación del conjunto ampliado de los símbolos correlacionados con una función de sincronización. De manera equivalente, las muestras de las señales digitales también se pueden generar mediante una serie de operaciones, incluyendo la transformación de Fourier discreta, la inserción de ceros y la transformación de Fourier discreta inversa.

Para reducir aún más la razón entre máximo y promedio de las muestras de las señales digitales obtenidas mediante interpolación, cuando los símbolos de la constelación se correlacionan con los instantes de tiempo prescritos, las constelaciones utilizadas mediante dos instantes adyacentes de tiempo están desplazadas en $\pi/4$.

En otro aspecto del sistema, los componentes real e imaginario del vector de muestra digital resultante se desplazan cíclicamente antes de añadir el prefijo cíclico. En otro aspecto más del sistema de comunicación, al transmisor concebido se asignan más tonos que el número de símbolos a transmitir. Los símbolos de la constelación se correlacionan directamente con instantes de tiempo prescritos equidistantes. Las muestras de las señales digitales se construyen mediante la expansión de los símbolos correlacionados a un conjunto prescrito de instantes de tiempo, desde menos infinito a más infinito, y la interpolación del conjunto expandido de los símbolos correlacionados con una función cuya transformación de Fourier satisface el criterio de interferencia cero entre símbolos de Nyquist, tal como las funciones de coseno elevadas. Las muestras de las señales digitales también pueden ser generadas mediante una serie de operaciones, incluyendo la transformación de Fourier discreta, la generación de ventanas y la transformación de Fourier discreta inversa.

Los detalles de una o más realizaciones de la invención se enuncian en los dibujos adjuntos y la descripción a continuación. Otras características, objetos y ventajas de la invención serán evidentes a partir de la descripción y los

dibujos, y de las reivindicaciones.

DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

- 5 La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de OFDM.
- La figura 2A es un diagrama de bloques de un sistema de interpolación utilizado por el sistema de OFDM de la figura 1.
- 10 La figura 2B es un diagrama de bloques de otro sistema de interpolación utilizado por el sistema de OFDM de la figura 1.
- La figura 3A es un gráfico que muestra los símbolos correlacionados con instantes de tiempo prescritos en el dominio del tiempo, de acuerdo a la técnica de OFDM implementada por el sistema de la figura 1.
- 15 La figura 3B es un gráfico que muestra la respuesta del dominio de la frecuencia del gráfico de la figura 3B.
- La figura 4A muestra una técnica de implementación para la producción de un vector de muestras de señales digitales utilizando la correlación de símbolos del dominio del tiempo en el caso en que los tonos asignados sean contiguos.
- 20 La figura 4B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de muestras de señales digitales en el caso en que los tonos de frecuencia asignados sean contiguos.
- 25 La figura 4C es un gráfico que muestra la correlación de los símbolos con los instantes de tiempo prescritos, la expansión de los símbolos correlacionados y el uso de una función de sincronización para interpolar los símbolos expandidos.
- 30 La figura 4D es un gráfico que muestra la gran razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio de la frecuencia en los anteriores sistemas de OFDM.
- 35 La figura 4E es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio del tiempo mediante la técnica de las figuras 4A a 4C.
- 40 La figura 5A muestra otra técnica de implementación para producir el vector de muestras de señales digitales utilizando la correlación de símbolos del dominio del tiempo en el caso en que los tonos asignados sean equidistantes en la frecuencia.
- 45 La figura 5B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de muestras de señales digitales en el caso en que los tonos de frecuencia asignados sean equidistantes.
- La figura 5C es un gráfico que muestra la correlación de los símbolos con los instantes de tiempo prescritos, la expansión de los símbolos correlacionados y el uso de una función de sincronización para interpolar los símbolos.
- 50 La figura 5D es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio de tiempo mediante la técnica de las figuras 5A a 5C.
- La figura 6 es un gráfico que muestra la rotación de símbolos en $\pi/4$.
- La figura 7 muestra el uso de un desplazamiento cíclico de los componentes de señales reales e imaginarios.
- 55 La figura 8A es un gráfico que muestra la aplicación de una función de generación de ventanas en el dominio de la frecuencia para reducir aún más la razón entre máximo y promedio.
- 60 La figura 8B es un diagrama de bloques que muestra una técnica que utiliza más tonos que el número de símbolos que deben transmitirse para la producción de un vector de muestras de señales digitales.
- La figura 8C es un gráfico que muestra el uso de una función de interpolación, correspondiente a la función de generación de ventanas de la figura 8B, para los símbolos correlacionados con los instantes de tiempo prescritos.
- 65 La figura 8D es un gráfico que muestra la razón reducida entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales resultante cuando los símbolos se correlacionan en el dominio del tiempo mediante la técnica

de las figuras 8A a 8C.

Los símbolos de referencia iguales en los diversos dibujos indican elementos iguales.

5 DESCRIPCIÓN DETALLADA

Haciendo referencia a la figura 1, se muestra un sistema de comunicación 10 de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM). El sistema de comunicación de OFDM 10 recibe una primera constelación de símbolos $\{B\}$ 12 y proporciona los símbolos a un circuito de correlación de símbolo a símbolo 14, que produce una segunda constelación de símbolos complejos $\{C\}$ 16. Los símbolos complejos 16 representan datos o un flujo de datos a transmitir por el sistema de comunicación de OFDM, y pueden elegirse entre una diversidad de constelaciones de símbolos, incluyendo, pero sin limitarse a, constelaciones de símbolos de modulación por desplazamiento de fase (PSK) y modulación de amplitud de cuadratura (QAM). La correlación de símbolo a símbolo realizada por el circuito de correlación 14 es una etapa optativa realizada por el sistema de comunicación de OFDM 10.

A continuación, un circuito de correlación de instantes de tiempo 18 correlaciona cada símbolo complejo 16 con un instante de tiempo prescrito dentro de una determinada duración de símbolo de OFDM. La operación de correlación se realiza en el dominio del tiempo de modo que el circuito de correlación 18 genere una señal discreta de símbolos correlacionados dentro de la duración de símbolo del dominio del tiempo. La salida del circuito de correlación 18 se proporciona a un circuito de interpolación 20, que produce una serie de muestras de señales digitales $\{S\}$ 22. Las muestras de señales digitales 22 se forman mediante el muestreo de una señal continua, que se construye mediante la aplicación de una o más funciones predeterminadas de interpolación continuas a los símbolos complejos correlacionados 19. Como alternativa, las muestras de señales digitales 22 se forman mediante la aplicación directa de una o más funciones de interpolación discretas predeterminadas a los símbolos complejos correlacionados 19. Cuando se utiliza la técnica de aplicar funciones discretas de interpolación, no se genera ninguna señal continua intermedia y la etapa de muestreo de la señal continua no es necesaria. El funcionamiento del circuito de interpolación 20 se describe con mayor detalle a continuación. Un circuito de prefijo cíclico 24 recibe la serie de muestras de señales digitales 22 desde el circuito de interpolación 20 y antepone un prefijo cíclico a las muestras de señales digitales 22. El circuito de prefijo cíclico 24 opera para copiar y anteponer la última parte del vector de muestras de señales digitales S 22 al comienzo de la duración del símbolo de OFDM. Las muestras de señales digitales 22 resultantes, con el prefijo cíclico antepuesto, son convertidas en una señal analógica por un convertidor de digital a analógico 28. La señal analógica resultante se procesa adicionalmente mediante un filtro de conformación de impulsos 30, cuya salida se modula hacia un portador de frecuencia, y se amplifica mediante una unidad amplificadora de potencia 32 para su transmisión a través de una antena 34.

En una implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, el circuito de correlación de símbolo a símbolo 14, el circuito de correlación de instantes de tiempo 18, el circuito de interpolación 20 y el circuito de prefijo cíclico 24 se implementan en un procesador de señales digitales (DSP) 26, y pueden incluir una combinación de módulos de hardware y/o módulos de software. Estos circuitos 14, 18, 20 y 24 también pueden implementarse como circuitos discretos independientes dentro del sistema de comunicación de OFDM 10.

Los detalles del circuito de interpolación 20 se muestran en la figura 2A. El circuito de interpolación 20 incluye un módulo de función de interpolación 21 que aplica una o más funciones de interpolación continuas a la señal discreta de símbolos correlacionados 19 para generar una señal continua en la que la variación de la señal se reduce al mínimo entre símbolos adyacentes. Así, la señal continua tiene una baja razón entre máximo y promedio. Las funciones de interpolación pueden calcularse previamente y almacenarse en una memoria de funciones de interpolación 23 conectada al módulo de función de interpolación 21. Un circuito de tono de frecuencia y de asignación de instantes de tiempo 27 está conectado a la memoria de funciones de interpolación 23 y define un conjunto de tonos asignados, seleccionados entre los tonos de frecuencia distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado, asociado al sistema de comunicación de OFDM 10. El conjunto de tonos asignados entonces se proporciona a la memoria de funciones de interpolación 23. El circuito de tono de frecuencia y de asignación de instantes de tiempo 27 también define los instantes de tiempo prescritos, distribuidos en la duración del símbolo del dominio del tiempo, que también se pueden almacenar en la memoria de funciones de interpolación 23 para su uso mediante el módulo de funciones de interpolación 21, así como otros módulos dentro del DSP 26. El circuito de interpolación 20 también incluye un circuito de muestreo 25 para la recepción y el muestreo de la señal continua en instantes de tiempo discretos distribuidos en la duración de símbolo del dominio del tiempo, para generar el vector de muestras de señales digitales 22. Como alternativa, en la figura 2B el módulo de funciones de interpolación 21 aplica una o más funciones de interpolación discretas a la señal discreta de símbolos correlacionados 19 para generar directamente el vector de muestras de señales digitales 22, en cuyo caso el circuito de muestreo 25 (de la figura 2A) no es necesario. Mediante la aplicación de las funciones de interpolación discretas, el módulo de función de interpolación 21 combina eficazmente las etapas de procesamiento de la aplicación de las funciones de interpolación continuas y de muestreo de la señal continua intermedia.

La figura 3A representa gráficamente las etapas de procesamiento de señales realizadas por los diversos circuitos del DSP 26. Más específicamente, la figura 3A muestra la construcción de la señal a transmitir en una duración dada

de símbolo del dominio del tiempo de OFDM 40. La duración del símbolo del dominio del tiempo 40 es un intervalo de tiempo entre 0 y T. Para los fines de la siguiente descripción, la duración T del símbolo de OFDM no incluye el prefijo cíclico. La señal a transmitir en la duración del símbolo 40 está representada por símbolos complejos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16 que se correlacionan con los instantes de tiempo prescritos, donde M indica el número de símbolos a transmitir en la duración de símbolo 40.

En una implementación, el sistema de comunicación de OFDM 10 es un sistema de comunicación de acceso múltiple donde todo el ancho de banda disponible para todos los transmisores dentro del sistema se divide en F tonos de frecuencia ortogonales, f_1, f_2, \dots, f_F . En la duración dada del símbolo 40, a un transmisor particular que funciona dentro de un sistema de comunicación de acceso múltiple se asignan M tonos de frecuencia $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, que es un subconjunto de f_1, f_2, \dots, f_F (el número total de tonos de frecuencia) a fin de transmitir la señal. Como parte de esta implementación, el número de tonos asignados a un transmisor particular es igual al número de símbolos a transmitir mediante ese transmisor. Más adelante, en la figura 8A, el número de tonos asignados puede ser mayor que el número de símbolos a transmitir. Los tonos de frecuencia restantes pueden ser utilizados por otros transmisores dentro del sistema de comunicación. Esta técnica permite que el sistema de comunicación de OFDM 10 funcione como un sistema de comunicación de acceso múltiple.

Los símbolos de datos complejos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16 se correlacionan primero con $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$, respectivamente, donde $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ son M instantes de tiempo prescritos dentro de la duración de símbolo del dominio del tiempo 40. La operación de correlación genera una señal discreta de símbolos correlacionados. Debería indicarse que el número de instantes de tiempo prescritos es igual al número de símbolos M a transmitir. Tal como se ha descrito anteriormente, la correlación de símbolos se produce en el dominio de tiempo. Las funciones continuas de interpolación 42 se aplican entonces a la señal discreta de símbolos correlacionados 16 para generar una función continua CF(t) para t en el intervalo de tiempo entre 0 y T.

Las funciones de interpolación 42 se construyen de tal manera que los valores de la función continua CF(t) en los instantes de tiempo $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ sean respectivamente iguales a $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ y que la respuesta de la frecuencia de la función continua CF(t) contenga sólo sinusoides en los tonos asignados. Por lo tanto, CF(t) se construye como

$$CF(t) = \sum_{k=1}^M A_k e^{j2\pi f_{i(k)} t}$$

en la que $J = \sqrt{-1}$ y los coeficientes A_k están dados por

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} t_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_{i(1)} t_M} & \dots & e^{j2\pi f_{i(M)} t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$

Así, cada coeficiente A_k se genera mediante la multiplicación de una matriz de sinusoides predeterminados con la única columna de símbolos de datos $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$ 16.

La figura 3B muestra la respuesta de frecuencia de la función continua CF(t). Más específicamente, la figura 3B muestra que la respuesta de frecuencia de la función continua no es cero sólo en los tonos de frecuencia asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, y es cero en todos los otros tonos de frecuencia.

La salida del DSP 26 es un vector de muestras de señales digitales S 22, que son las muestras de la función continua CF(t) en los instantes de tiempo discretos $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$, es decir, $S_1 = CF(0), S_2 = CF(T/N), S_3 = CF(2T/N), \dots, S_N = CF(T(N-1)/N)$, donde N es el número de instantes de tiempo discretos en el vector de las muestras de señales digitales 22. En una forma general, t_1, \dots, t_M pueden no ser necesariamente iguales a cualquiera de los instantes de tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$. Por lo tanto, mientras que las muestras de señales digitales S 22 pueden producirse en los instantes de tiempo t_1, \dots, t_M , el sistema de comunicación de OFDM 10 no requiere que los instantes de tiempo $0, T/N, 2T/N, \dots, T(N-1)/N$ sean iguales a t_1, \dots, t_M .

En otra implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, las muestras de señales digitales S 22 pueden generarse mediante el DSP 26, multiplicando directamente una matriz Z de ondas sinusoidales calculadas previamente, que operan como funciones de interpolación discretas, por la señal discreta de símbolos correlacionados C, a fin de satisfacer la función de transformación $S = ZC$ de acuerdo a lo siguiente:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)} t_0} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} t_0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)} T \frac{M-1}{N}} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} T \frac{M-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)} t_0} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} t_0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)} T \frac{M-1}{N}} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} T \frac{M-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} t_1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)} t_M} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$

$$= ZC$$

en donde C representa el vector de símbolos, y la matriz Z representa el producto de las dos matrices en la segunda línea de la ecuación anterior. Cada columna (i) de la matriz Z representa la función de interpolación 42 de un símbolo C_i correspondiente para generar las muestras de señales digitales S 22. Como tal, la matriz Z puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación 23 del circuito de interpolación 20 (figura 2B). El circuito de interpolación 20 aplica entonces las funciones de interpolación discretas 42 definidas por la matriz Z a la señal discreta de símbolos complejos correlacionados C 16 para satisfacer los criterios de $S = ZC$ y para generar el vector de muestras de señales digitales 22.

El propósito de construir la señal en el dominio del tiempo es correlacionar directamente los símbolos 16, que tienen una propiedad deseable de baja razón entre máximo y promedio, con los instantes de tiempo prescritos dentro de la duración de símbolo 40. Se seleccionan funciones apropiadas de interpolación 42 para obtener la función continua CF(t) y las muestras de señales digitales 22, de tal manera que la propiedad deseable de baja razón entre máximo y promedio de los símbolos 16 se conserve esencialmente para la función continua y para las muestras de señales digitales 22. La propiedad de razón entre máximo y promedio de la función continua CF(t) resultante (interpolada) y de las muestras de señales digitales 22 depende de las funciones de interpolación 42, la elección de los tonos de frecuencia asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ entre el conjunto de tonos y los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M .

Haciendo referencia a la figura 4A, una implementación del sistema de comunicación de OFDM 10 asigna tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ al transmisor asociado al sistema de comunicación, que son un subconjunto de tonos contiguos en el conjunto de tonos f_1, f_2, \dots, f_F . Por lo tanto, $f_{i(k)} = f_0 + (k-1)\Delta$, para $k = 1, \dots, M$, en donde M es el número de símbolos. Si el sistema de comunicación de OFDM 10 es un sistema de acceso múltiple, a cada transmisor asociado al sistema de comunicación se asigna un subconjunto no solapado de los tonos de frecuencia. Con fines de descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción de los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M 16 se correlacionan en el dominio del tiempo con los instantes de tiempo siguientes $t_k = (k - 1)T/M$, para $k = 1, \dots, M$. Como parte de esta implementación, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes, uniformemente distribuidos en toda la duración de símbolo de OFDM 40, tal como se muestra en el primer gráfico del dominio del tiempo de la figura 4A. Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados e instantes de tiempo prescritos, la matriz Z, que se utiliza para generar las muestras de señales digitales S, tal como se expone en las figuras 3A a 3B, se puede simplificar como

$$Z = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} e^{J2\pi f_{i(1)} t_0} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} t_0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{J2\pi f_{i(1)} T \frac{M-1}{N}} & \dots & e^{J2\pi f_{i(M)} T \frac{M-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-J2\pi f_{i(1)} t_1} & \dots & e^{-J2\pi f_{i(1)} t_M} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-J2\pi f_{i(M)} t_1} & \dots & e^{-J2\pi f_{i(M)} t_M} \end{bmatrix}$$

El segundo gráfico del dominio temporal de la figura 4A muestra el vector de muestras de señales digitales S 22 resultante después de que el circuito de interpolación 20 aplica las funciones de interpolación 42 definidas por la matriz Z a los símbolos complejos 16 de acuerdo a la expresión $S = ZC$. Como parte de esta implementación, el módulo de muestreo 25 no se utiliza generalmente, ya que el vector de muestras de señales digitales S 22 es generado directamente a partir de la señal discreta de símbolos correlacionados, utilizando la función de transformación $S = ZC$.

Pasando a la figura 4B, un sistema de procesamiento digital 50 proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras de señales digitales S. Un circuito de DFT 52 recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos C_i y calcula las respuestas de frecuencia A_1, \dots, A_M , en tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, mediante una transformación de Fourier discreta (DFT) de M puntos. El vector $[A_1, \dots, A_M]$ 54 emitido por el circuito de DFT 52 se expande entonces hasta un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes de tiempo en el vector de señales discretas S) mediante la inserción de ceros en el bloque 56. Más específicamente, este procedimiento implica poner el $k^{\text{ésimo}}$ símbolo A_k en el elemento $i(k)^{\text{ésimo}}$ del nuevo vector, para $k = 1, \dots, M$, donde $f_{i(k)}$ es el $k^{\text{ésimo}}$ tono asignado al transmisor, e insertar ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito de IDFT 58 realiza una transformación de Fourier discreta inversa de N puntos sobre el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de

muestras de señales digitales S. El procedimiento colectivo de la DFT, la inserción de ceros y la IDFT es una manera de implementar las funciones de interpolación discretas.

5 Pasando a la figura 4C, se muestra otra técnica para la obtención de muestras de señales digitales S. Para simplificar la descripción, se supone que los tonos contiguos asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ se centran en la frecuencia 0. La construcción para los otros casos, donde los tonos asignados no están centrados en la frecuencia 0, puede obtenerse de manera similar. Al igual que con la figura 4A, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes, distribuidos uniformemente en toda la duración de símbolo de OFDM 40.

10 Los símbolos complejos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan en el dominio de tiempo con los instantes de tiempo t_1, \dots, t_M , respectivamente. A continuación, los símbolos correlacionados C_1, \dots, C_M se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican en un conjunto expandido de instantes de tiempo prescritos, que es un super-conjunto de t_1, \dots, t_M , y que consiste en un número infinito de instantes de tiempo equidistantes, que cubren el intervalo de tiempo desde $-\infty$ a $+\infty$. Esta técnica crea una serie infinita de símbolos correlacionados C. La función continua CF(t) entonces se construye mediante la interpolación de la serie infinita de símbolos correlacionados, utilizando una función de interpolación de sincronización 60. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua CF(t) como

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M \left\{ C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sen} c\left(t - t_i - kT, \frac{T}{M}\right) \right\}.$$

20 en la que $\text{sinc}(a,b) = \text{sen}(\pi a/b)/(\pi a/b)$. La función de interpolación de sincronización 60 también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación 23. Tal como se ha expuesto en la figura 3A, las muestras de señales digitales S 22 son las muestras de la función continua CF(t) en los instantes de tiempo 0, T/N, ..., T(N-1)/N. En las figuras 4A a 4C, si N es un múltiplo de M, entonces $S_{1+(k-1)N/M} = C_k$, para $k = 1, \dots, M$. Cabe señalar que la función continua CF(t) se aplica solamente a la duración de símbolo 40 entre 0 y T. El uso del intervalo de tiempo desde $-\infty$ a $+\infty$ es únicamente con el fin de construir matemáticamente CF(t). Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, pueden obtenerse fácilmente de la descripción anterior.

30 Con fines de comparación, la figura 4D ilustra la razón resultante entre máximo y promedio para un vector de muestras de señales digitales S 62 y su señal asociada de OFDM transmitida 64, producida mediante los símbolos 16, donde la señal se construye en el dominio de la frecuencia. Tal como se ha descrito anteriormente, esta técnica conocida de correlación de los símbolos 16 en el dominio de la frecuencia produce una gran variación de señal en la señal de OFDM transmitida 64 y da como resultado una gran razón entre máximo y promedio.

35 La figura 4E ilustra la pequeña variación de señal resultante y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 66, asociado a la señal de OFDM transmitida 68. Tal como se apreciará mediante la comparación de las figuras 4D y 4E, la correlación de la constelación de símbolos complejos 16 en el dominio del tiempo produce una señal de OFDM 68 que tiene una razón entre máximo y promedio significativamente reducida.

40 La figura 5A muestra una segunda implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, y sirve para generalizar adicionalmente el sistema mostrado en las figuras 4A a 4C. Como parte del sistema de OFDM 10, los tonos $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$, asignados al transmisor asociado al sistema de comunicación, son un subconjunto de tonos equidistantes en el conjunto de tonos f_1, f_2, \dots, f_F . Por lo tanto, $f_{i(k)} = f_0 + (k-1)L\Delta$, para $k = 1, \dots, M$ y L es un número entero positivo que representa la separación entre dos tonos adyacentes de frecuencia asignados. Cuando $L = 1$, esta implementación es equivalente a la técnica de implementación descrita en las figuras 4A a 4C. En aras de la descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción para los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

50 En este caso, donde los tonos asignados son tonos equidistantes, la función continua construida CF(t) es idéntica en cada uno de los L intervalos de tiempo, $[0, T/L), [L/L, 2T/L), \dots$, y $[(L-1)T/L, T/L)$. Como parte de esta técnica, los símbolos C_1, \dots, C_M 16 se correlacionan con los siguientes instantes $t_k = (k-1)T/M/L$, para $k = 1, \dots, M$. En esta implementación, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes, uniformemente distribuidos en una fracción (1/L) de la duración de símbolo 70. Como comparación, en el caso de tonos contiguos asignados (figura 4A), los instantes de tiempo prescritos son equidistantes y están distribuidos en toda la duración de símbolos, tal como se expone respecto a la figura 4A.

55 El procedimiento para obtener las muestras de señales digitales S 22, descritas en la figura 4A, también puede aplicarse respecto a la figura 5A. Más específicamente, el vector de muestras de señales digitales S es el producto de la matriz Z (que define las funciones de interpolación discretas) y el vector de símbolos C. Dada la elección de los tonos de frecuencia asignados y los instantes de tiempo prescritos, la matriz Z, que se utiliza para generar las muestras de señales digitales 22 a partir de la señal discreta de símbolos asignados, puede simplificarse en la misma fórmula que en la figura 4A, con el único cambio en la definición de $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ y t_1, \dots, t_M .

En la figura 5B, el procedimiento de obtención del vector de muestras de señales digitales S 22, descrito en la figura 4B, también se puede aplicar al caso de los tonos de frecuencia asignados que sean tonos equidistantes. Más específicamente, un sistema de procesamiento digital 100 proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras de señales digitales S. Un circuito de DFT 102 recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos C_i y calcula las respuestas de frecuencia A₁, ..., A_M, en tonos f_{i(1)}, f_{i(2)}, ..., f_{i(M)}, mediante una transformada discreta de Fourier (DFT) de M puntos. El vector [A₁, ..., A_M] 104 emitido por el circuito de DFT 102 se expande entonces a un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes de tiempo en el vector de muestras de señales digitales S) mediante la inserción de ceros en el bloque 106. Más específicamente, este procedimiento implica poner el k^{ésimo} símbolo A_k en el i(k)-ésimo elemento del nuevo vector, para k = 1, ..., M, donde f_{i(k)} es el k^{ésimo} tono asignado al transmisor, e insertar ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito de IDFT 108 realiza una transformación de Fourier discreta inversa de N puntos sobre el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de muestras de señales digitales S del dominio del tiempo. El procedimiento colectivo de la DFT, la inserción de ceros y la IDFT es una forma de implementación de las funciones de interpolación discretas.

La figura 5C es la contraparte de la figura 4C, donde los símbolos C₁, ..., C_M primero se correlacionan con t₁, ..., t_M, respectivamente, en una fracción (1/L) de la duración de símbolo 70. La correlación de símbolos también se realiza en el dominio del tiempo. A continuación, los símbolos correlacionados C₁, ..., C_M se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican en un conjunto expandido de instantes de tiempo prescritos, desde -∞ a +∞, lo que crea una serie infinita de símbolos. La función continua CF(t) se construye entonces mediante la interpolación de la serie infinita de símbolos correlacionados con una función de interpolación de sincronización 72. Así, la función continua CF(t) incluye las muestras de señales digitales correlacionadas con los instantes de tiempo prescritos, así como los puntos de muestras digitales entre los instantes de tiempo prescritos. Matemáticamente, las etapas anteriores construyen la función continua como

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M \left\{ C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sen} c \left(t - t_i - kT \frac{1}{L}, \frac{T}{M L} \right) \right\}.$$

Con referencia continuada a la figura 5C, cada función de interpolación de sincronización 72 es más estrecha y, por lo tanto, decae más rápidamente que la función de interpolación de sincronización 60 que se muestra en la figura 4C. La función de interpolación de sincronización 72 también puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de funciones de interpolación 23, para su uso mediante el módulo de funciones de interpolación 21. El vector de muestras digitales S 22 puede obtenerse con la misma técnica que se muestra en la figura 4C. En las figuras 5A y 5C, si N es un múltiplo de ML, entonces S_{1+(k-1)N/ML+(j-1)N/L} = C_k, para k = 1, ..., M y j = 1, ..., L. Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, se pueden obtener fácilmente a partir de la descripción anterior.

La figura 5D ilustra la pequeña variación de señal resultante y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 74, asociado a la señal de OFDM transmitida 76. Tal como se apreciará mediante la comparación de las figuras 4D y 5D, la correlación de la constelación de símbolos complejos 16 en el dominio del tiempo produce una señal de OFDM 76 que tiene una razón entre máximo y promedio significativamente menor.

Con referencia ahora a la figura 6, una técnica de rotación de símbolo en π/4 se utiliza para reducir más la razón entre máximo y promedio de la señal de OFDM transmitida. En una duración de símbolo de OFDM, si los símbolos B₁, ..., B_M de la constelación han de transmitirse, los símbolos B₁, ..., B_M se correlacionan con otro bloque de símbolos complejos C₁, ..., C_M, donde cada símbolo de número impar permanece sin cambios y cada símbolo de número par es girado en fase en π/4. Por ejemplo, si los símbolos B₁, ..., B_M pertenecen a una constelación de QPSK {0, π/2, π, π/3/2}, los símbolos de número impar C_k aún pertenecen a la misma constelación de QPSK, mientras que, después de haber sido girados en fase, los símbolos de número par C_k pertenecen a otra constelación de QPSK {π/4, π/3/4, π/5/4, π/7/4}. Los símbolos C₁, ..., C_M se utilizan luego para construir las muestras de señales digitales 22 en el dominio del tiempo, tal como se ha descrito anteriormente respecto a las figuras 3A a 5C.

Con referencia a la figura 7, se muestra otra técnica para reducir la razón entre máximo y promedio, que introduce un desplazamiento cíclico de los componentes de señal real e imaginario. Esta técnica implica una primera etapa de desplazamiento de los componentes imaginarios de las muestras de señales digitales S 22, que se han generado usando la técnica de las figuras 3A a 5C, mediante un número entero de muestras. Si es necesario, la técnica implica entonces una segunda etapa de ajuste de la temporización, en una fracción de un período de muestra, entre los componentes de señal real e imaginario en la trayectoria de transmisión.

En una duración de símbolo de OFDM, si las muestras de señales digitales S₁, S₂, ..., S_N se han obtenido utilizando el procedimiento tal como se ha descrito en las figuras 3A a 5C, el vector de muestras de señales digitales S es entonces correlacionado con otro vector S' de la siguiente manera. El componente real de la muestra de señal digital S'_k es igual al de la muestra de señal digital S_k. El componente imaginario de la muestra de señal digital S'_k es igual al de la muestra de señal digital S_j, donde el índice j = (k+ d-1) mod N+1, para k = 1, ..., N, representando mod una

operación del módulo. El parámetro d es un entero que representa el desplazamiento cíclico, en términos del número de muestras, entre los componentes reales e imaginarios.

En una implementación, el valor de d se determina mediante $\frac{N}{2LM}$, en donde L se expone en la figura 5A.

5 En un aspecto de esta técnica, d se elige para que esté cerca de $\frac{N}{2LM}$. Por ejemplo, d puede ser el número entero más próximo a $\frac{N}{2LM}$, el mayor entero no mayor que $\frac{N}{2LM}$, o el menor entero no inferior a $\frac{N}{2LM}$. En un ejemplo, d se elige para que sea el mayor entero no mayor que $\frac{N}{2LM}$. Este ejemplo se puede extender fácilmente para otras opciones de d .

10 El vector de muestras de señales digitales S' se pasa a continuación al circuito de anteposición del prefijo cíclico 24, tal como se muestra en la figura 1. Por lo tanto, la operación de desplazamiento cíclico de medio símbolo se realiza antes de la operación de anteposición del prefijo cíclico, tal como la realizada por el circuito de prefijo cíclico 24 de la figura 1.

15 No mostrados específicamente en la figura 7 cuando, o después de que, el vector de muestra S' y el prefijo cíclico se emiten hacia el convertidor de digital a analógico 28, los componentes imaginarios son retrasados adicionalmente en una magnitud de $\left(\frac{N}{2LM} - d\right) \frac{T}{N}$, que es una fracción de un período de muestreo T/N .

20 Como una variante de la técnica mostrada en la figura 7 (no mostrada específicamente), otra técnica para lograr un resultado similar se puede utilizar para eliminar la segunda etapa de ajuste de temporización, en una fracción de un período de muestra, entre los componentes de señal, reales e imaginarios, en la trayectoria de transmisión. Como parte de esta técnica, los componentes reales e imaginarios de las muestras de señales digitales S 22 deseadas se generan por separado, tal como se describe a continuación.

25 Una primera serie de las muestras de señales digitales 22 se genera mediante la técnica de las figuras 3A a 5C. Los componentes reales de las muestras de señales digitales 22 deseadas son iguales a los de la primera serie de muestras. Una segunda serie de muestras de señales digitales 22 se genera mediante la técnica de las figuras 3A a 5C, a excepción de los siguientes cambios. Los componentes imaginarios de las muestras de señales digitales deseadas son iguales a los de la segunda serie de muestras. En el procedimiento general descrito en las figuras 3, 30 4A y 5A, la matriz

$$\begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)} 0} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} 0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)} T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix}$$

se convierte en

35

$$\begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)} \left(0 - \frac{T}{2LM}\right)} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} \left(0 - \frac{T}{2LM}\right)} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)} \left(T \frac{N-1}{N} - \frac{T}{2LM}\right)} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)} \left(T \frac{N-1}{N} - \frac{T}{2LM}\right)} \end{bmatrix}$$

En el procedimiento del diagrama de bloques que se describe respecto a la figura 4B, se requiere una operación adicional después de la inserción de ceros (bloque 56) y antes de la IDFT de N puntos (bloque 58), donde cada

40 elemento k en el vector de longitud expandida N se gira en fase, en $e^{-j2\pi f_k \frac{T}{2LM}}$.

Haciendo referencia a las figuras 8A a 8D, otra técnica para reducir aún más la razón entre máximo y promedio se implementa mediante la asignación de más tonos de frecuencia que el número de símbolos complejos a transmitir en

una duración de símbolo 40. En las figuras 3 a 7, el número de tonos asignados al transmisor asociado al sistema de comunicación es igual al número de símbolos a transmitir en una duración dada de símbolo de OFDM. En comparación con las otras técnicas descritas respecto a las figuras anteriores, la técnica de las figuras 8A a 8D requiere una sobrecarga adicional del ancho de banda para transmitir el mismo número de símbolos complejos.

5 Por ejemplo, si al sistema de comunicación 10 se asignan $M + M_{ex}$ tonos de frecuencia contiguos, $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M+M_{ex})}$, y M símbolos C_1, \dots, C_M de la constelación se han de transmitir en una duración de símbolo de OFDM, a partir de la comparación de las figuras 4A y 5A, el caso de tonos contiguos asignados se puede extender fácilmente al caso de los tonos asignados equidistantes. Como parte de esta implementación del sistema de comunicación de OFDM 10, M_{ex} es un número positivo que representa el número de tonos en exceso a utilizar, y se supone que es un número

$$f_{i(k)} = f_0 + (k - \frac{M_{ex}}{2} - 1)\Delta,$$

par. Por lo tanto, el tono asignado para $k = 1, \dots, M + M_{ex}$. Con fines de descripción, sea $f_0 = 0$. La construcción para los otros casos donde $f_0 \neq 0$ puede obtenerse de manera similar.

15 Al igual que con la técnica descrita respecto a la figura 4A, los instantes de tiempo prescritos son $t_k = (k-1)T/M$, para $k = 1, \dots, M$, es decir, los instantes de tiempo prescritos t_1, \dots, t_M son instantes de tiempo equidistantes en la duración de símbolo 40.

20 Como parte de esta técnica que se muestra en la figura 8A, $P(f)$ es una función llana de formación de ventanas 90 en el dominio de la frecuencia, que es distinta de cero sólo en el intervalo $[f_{i(1)}, f_{i(M+M_{ex})}]$. Además, $P(f)$ 90 también satisface el criterio de interferencia cero entre símbolos de Nyquist, es decir,

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f - kM\Delta) = 1$$

para cualquier frecuencia f , en donde Δ es la separación entre tonos adyacentes.

25 La figura 8B muestra el diagrama de bloques de la técnica. Tal como se ha descrito anteriormente, una correlación de símbolo a símbolo se realiza optativamente para generar una señal discreta de símbolos complejos correlacionados C_1, \dots, C_M . 16. Las respuestas de frecuencia A_1, \dots, A_M 84 se calculan mediante una transformación de Fourier discreta (DFT) de M puntos de los símbolos complejos 16 en el bloque 82. En el bloque 86, el vector $[A_1, \dots, A_M]$ 84 se expande cíclicamente hasta un nuevo vector A' de longitud N y dotado de ventanas, con una función de formación de ventanas 90 según lo siguiente:

$$A'_k = A_{g(k)} * P((k-1)\Delta + f_l)$$

35 en donde el índice $g(k) = \text{mod}(k-i(1)-M_{ex}/2, M) + 1$, para $k = 1, \dots, N$.

40 En el bloque 88, el vector de muestras de señales digitales S se obtiene tomando una transformación de Fourier discreta inversa (IDFT) de N puntos del nuevo vector A' . Finalmente, el prefijo cíclico es añadido por el circuito de prefijo cíclico 24, tal como se ha descrito anteriormente respecto a la figura 1.

45 Para proporcionar una percepción adicional para la anterior técnica de construcción de señales, supongamos que los tonos asignados $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M+M_{ex})}$ se centran en la frecuencia 0. En la figura 8C (como con la figura 4C), los símbolos C_1, \dots, C_M primero se correlacionan con instantes de tiempo equidistantes en la duración de símbolo 40, y luego se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican desde $-\infty$ a $+\infty$. Lo que es diferente de la figura 4C es que una función de interpolación diferente 92, que está determinada por la función de formación de ventanas 90, se utiliza para generar la función continua

$$CF(t) = \sum_{i=1}^M C_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t-t_i-kT)$$

50 en donde $p(t)$ 92 es la respuesta del dominio del tiempo de $P(f)$ 90. Al igual que con la figura 4C, las muestras de señales digitales se obtienen haciendo $t = 0, T/N, \dots, T(N-1)/N$.

55 En un aspecto ejemplar de esta técnica, si se utiliza una función de formación de ventanas de coseno elevado, es decir,

$$P(f) = \begin{cases} \frac{T}{2M} & \text{si } |f| < (1-\beta)\frac{M}{2T} \\ \frac{T}{2M} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta M} \left(|f| - \frac{(1-\beta)M}{2T} \right) \right] \right\} & \text{si } (1-\beta)\frac{M}{2T} \leq |f| \leq (1+\beta)\frac{M}{2T} \\ 0 & \text{si } |f| > (1+\beta)\frac{M}{2T} \end{cases}$$

en donde $\beta = (M_{ex} + 2)/M$ representa el porcentaje de sobrecarga de exceso de tono, entonces, la función de interpolación $p(t)$ 92 está dada por

5

$$p(t) = \frac{\text{sen}(\pi t M / T) \cos(\pi \beta t M / T)}{\pi t M / T \quad 1 - 4\beta^2 t^2 M^2 / T^2}$$

A medida que β aumenta, la función de interpolación $p(t)$ 92 decae más rápidamente, reduciendo así la probabilidad de tener un máximo grande en las muestras entre t_i .

10

La figura 8D muestra la pequeña variación resultante de la señal y la baja razón entre máximo y promedio del vector de muestras de señales digitales S 94, asociado a la señal de OFDM transmitida 96. Tal como se apreciará, la correlación de los símbolos de constelación 16 en el dominio de tiempo produce una señal de OFDM 96 que tiene una razón de señal de pico a promedio significativamente menor.

15

Se ha descrito una serie de realizaciones de la invención. No obstante, se comprenderá que diversas modificaciones pueden hacerse sin apartarse del alcance de la invención, según lo definido en las reivindicaciones adjuntas. Por consiguiente, otras realizaciones están dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un dispositivo de comunicación para su uso en un sistema de comunicaciones de OFDM que usa múltiples tonos distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado para comunicar datos, comprendiendo el dispositivo:
 - 10 un circuito de correlación (18) que recibe símbolos de datos y correlaciona los símbolos con instantes de tiempo prescritos en un intervalo de tiempo predeterminado, para generar una señal discreta que incluye símbolos correlacionados, correspondiendo cada símbolo correlacionado a un momento discreto en el tiempo; y
 - 15 un circuito de interpolación (20) que recibe la señal discreta y genera una señal continua aplicando una función de interpolación a la señal discreta, operando la función de interpolación sobre la señal discreta de modo que una respuesta de frecuencia de la señal continua incluya sinusoides que tengan valores distintos de cero en un primer conjunto de tonos, siendo el primer conjunto de tonos un subconjunto de dichos múltiples tonos, siendo el valor distinto de cero de cada uno entre dicho primer conjunto de tonos una función de una pluralidad de símbolos correlacionados, correspondientes a distintos momentos discretos en el tiempo, incluyendo también la respuesta de frecuencia de la señal continua valores iguales a cero en un segundo conjunto de tonos, siendo el segundo conjunto de tonos distinto a dicho primer conjunto de tonos, y siendo otro subconjunto de dichos múltiples tonos.
- 25 2. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que los instantes de tiempo discretos están definidos dentro de la gama de 0, T/N, 2T/N, ..., T(N-1)/N, donde N es un número total de instantes de tiempo en el intervalo temporal predeterminado.
- 30 3. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que los tonos de frecuencia dentro del primer conjunto de tonos son tonos de frecuencia contiguos, y los instantes de tiempo prescritos son equidistantes y están uniformemente distribuidos en una duración de símbolo.
- 35 4. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que los tonos de frecuencia dentro del primer conjunto de tonos son tonos de frecuencia equidistantes, y los instantes de tiempo prescritos son equidistantes y están uniformemente distribuidos en una fracción de una duración de símbolo.
- 40 5. El dispositivo de la reivindicación 4, en el que dicho primer conjunto de tonos es un conjunto asignado de tonos; y
 - en el que una fracción de una duración de símbolo está definida por 1/L, donde L es la separación entre dos tonos de frecuencia asignados adyacentes en el conjunto asignado de tonos.
- 45 6. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que un número total de instantes de tiempo discretos es mayor o igual que un número total de tonos de frecuencia distribuidos sobre el ancho de banda predeterminado.
- 50 7. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que el circuito de interpolación (20) incluye una memoria (23) para almacenar las funciones de interpolación predeterminadas, y un módulo de función de interpolación (21) para extraer las funciones de interpolación desde la memoria (23) y aplicar las funciones de interpolación a la señal discreta, para generar la señal continua.
8. El dispositivo de la reivindicación 7, en el que las funciones de interpolación comprenden una matriz de ondas sinusoidales previamente calculadas.
9. El dispositivo de la reivindicación 7, en el que las funciones de interpolación comprenden funciones de interpolación continuas.
- 55 10. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que el circuito de correlación (18) replica la señal discreta de símbolos correlacionados para generar una serie infinita de símbolos correlacionados en instantes de tiempo prescritos que abarcan un intervalo temporal entre $-\infty$ y $+\infty$.
- 60 11. El dispositivo de la reivindicación 10, en el que las funciones de interpolación comprenden funciones de interpolación de sincronización, y el circuito de interpolación aplica las funciones de interpolación de sincronización a la serie infinita de símbolos correlacionados.
- 65 12. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que los símbolos de datos son símbolos complejos asociados a una constelación de símbolos.
13. El dispositivo de la reivindicación 1, que incluye además un procesador de señales digitales (26) para

implementar el circuito de correlación (18) y el circuito de interpolación (20).

14. El dispositivo de la reivindicación 1, que comprende además:
- 5 un circuito de muestreo (25) que muestrea la señal continua en instantes discretos de tono, distribuidos en la duración del símbolo del dominio del tiempo, para generar un vector de muestras de señales digitales; y
- un circuito de prefijo cíclico (24) para recibir el vector de muestras de señales digitales desde el circuito de muestreo y anteponer un prefijo cíclico al vector de muestras de señales digitales.
- 10 15. El dispositivo de la reivindicación 14, en el que el circuito de prefijo cíclico (24) opera para copiar una parte final del vector de muestras de señales digitales y anteponer la parte final a una parte inicial del vector de muestras de señales digitales.
- 15 16. El dispositivo de la reivindicación 1, que comprende además:
- un circuito de muestreo (25) que muestrea la señal continua en instantes discretos de tono, distribuidos en la duración del símbolo del dominio del tiempo, para generar un vector de muestras de señales digitales; y
- 20 un convertidor de digital a analógico (28), operable para recibir el vector de muestras de señales digitales y generar una señal analógica para su transmisión dentro del sistema de comunicación.
17. El dispositivo de la reivindicación 1, en el que la señal continua comprende una señal de comunicación de OFDM y en el que el valor de la señal continua en cada uno de los instantes de tiempo prescritos es una
- 25 función del símbolo correlacionado en dicho instante de tiempo prescrito.
18. Un procedimiento para reducir una razón entre máximo y promedio en una señal de comunicación de OFDM, transmitida por un dispositivo de comunicación, comprendiendo el procedimiento:
- 30 correlacionar símbolos de datos a transmitir con instantes de tiempo equidistantes en una duración de símbolo, para generar una señal discreta de símbolos correlacionados; y
- generar una señal continua aplicando una función de interpolación a la señal discreta, operando la función de interpolación sobre la señal discreta de modo que una respuesta de frecuencia de la señal continua
- 35 incluya sinusoides con valores distintos de cero en un primer conjunto de tonos, siendo el primer conjunto de tonos un subconjunto de dichos múltiples tonos, siendo el valor distinto de cero de cada uno entre dicho primer conjunto de tonos una función de una pluralidad de símbolos correlacionados, correspondientes a distintos momentos discretos en el tiempo, incluyendo también la respuesta de
- 40 frecuencia de la señal continua valores iguales a cero en un segundo conjunto de tonos, siendo el segundo conjunto de tonos distinto a dicho primer conjunto de tonos, y siendo otro subconjunto de dichos múltiples tonos.
19. El procedimiento de la reivindicación 18, en el que los instantes de tiempo discretos están definidos dentro de la gama de 0, T/N, 2T/N, ..., T(N-1)/N, donde N es un número total de instantes de tiempo en una duración de
- 45 símbolo.
20. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además:
- 50 asignar un número predeterminado de tonos de frecuencia al dispositivo de comunicación, siendo dichos tonos asignados dicho primer conjunto de tonos.
21. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además:
- 55 asignar un número predeterminado de tonos de frecuencia al dispositivo de comunicación, siendo dichos tonos asignados dicho primer conjunto de tonos, siendo dichos tonos asignados tonos de frecuencia equidistantes
22. El procedimiento de la reivindicación 18, que incluye además la etapa de replicar los símbolos correlacionados dentro de la duración de símbolo, para generar una serie infinita de símbolos de datos
- 60 durante instantes de tiempo equidistantes que abarcan un intervalo temporal desde $-\infty$ a $+\infty$, después de la etapa de correlación de los símbolos de datos.
23. El procedimiento de la reivindicación 22, en el que la etapa de generación de la señal continua comprende además aplicar una función de interpolación de sincronización a la serie infinita de símbolos de datos.
- 65 24. El procedimiento de la reivindicación 18, en el que la señal discreta de símbolos correlacionados incluye

símbolos de número impar y símbolos de número par, y comprende además la etapa de rotación en fase de cada símbolo de número par en $\pi/4$.

- 5 25. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además la etapa de correlacionar los símbolos de datos con un bloque de símbolos de datos complejos, en donde el bloque de símbolos de datos complejos incluye símbolos de número impar y símbolos de número par;
- girar en fase cada símbolo de número par en $\pi/4$; y
- 10 correlacionar el bloque de símbolos de datos complejos con instantes de tiempo equidistantes en la duración de símbolo, para generar la señal discreta de símbolos correlacionados.
- 15 26. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además la etapa de desplazar componentes imaginarios del vector de muestras de señales digitales en un número predeterminado de muestras, para producir un desplazamiento cíclico en el vector de muestras de señales digitales.
27. El procedimiento de la reivindicación 26, que comprende además la etapa de fijar una posición de componentes reales del vector de muestras de señales digitales, con respecto a los componentes imaginarios.
- 20 28. El procedimiento de la reivindicación 26, en el que el número predeterminado de muestras es un número entero de muestras.
29. El procedimiento de la reivindicación 26, en el que el número predeterminado de muestras es una fracción de un periodo de muestreo.
- 25 30. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además la etapa de anteponer un prefijo cíclico al vector de muestras de señales digitales.
- 30 31. El procedimiento de la reivindicación 30, en el cual la etapa de anteponer un prefijo cíclico comprende copiar una parte final del vector de muestras de señales digitales y anteponer la parte final a una parte inicial del vector de muestras de señales digitales.
- 35 32. El procedimiento de la reivindicación 18, en el que la etapa de asignar un número predeterminado de tonos de frecuencia incluye la asignación de más tonos que el número total de símbolos de datos a transmitir en la duración de símbolo.
33. El procedimiento de la reivindicación 18, en el que la función de interpolación es una función de coseno elevado.
- 40 34. El procedimiento de la reivindicación 18, que comprende además la etapa de calcular previamente la función de interpolación y almacenar la función de interpolación en una memoria.

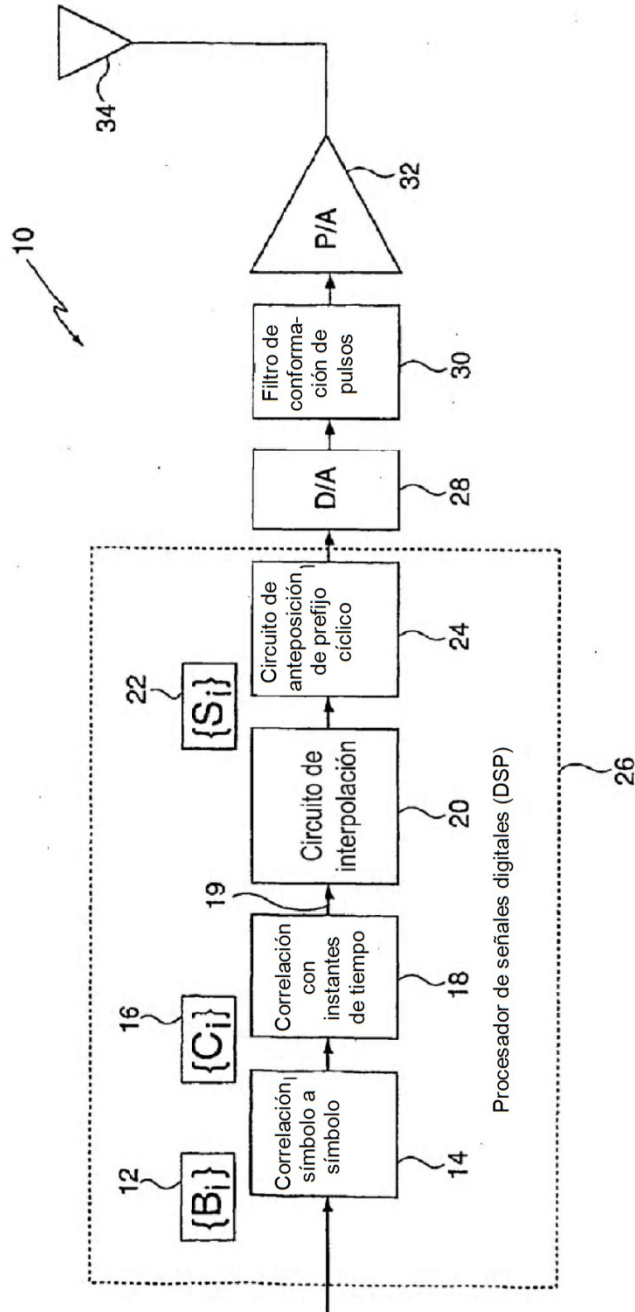


FIG. 1

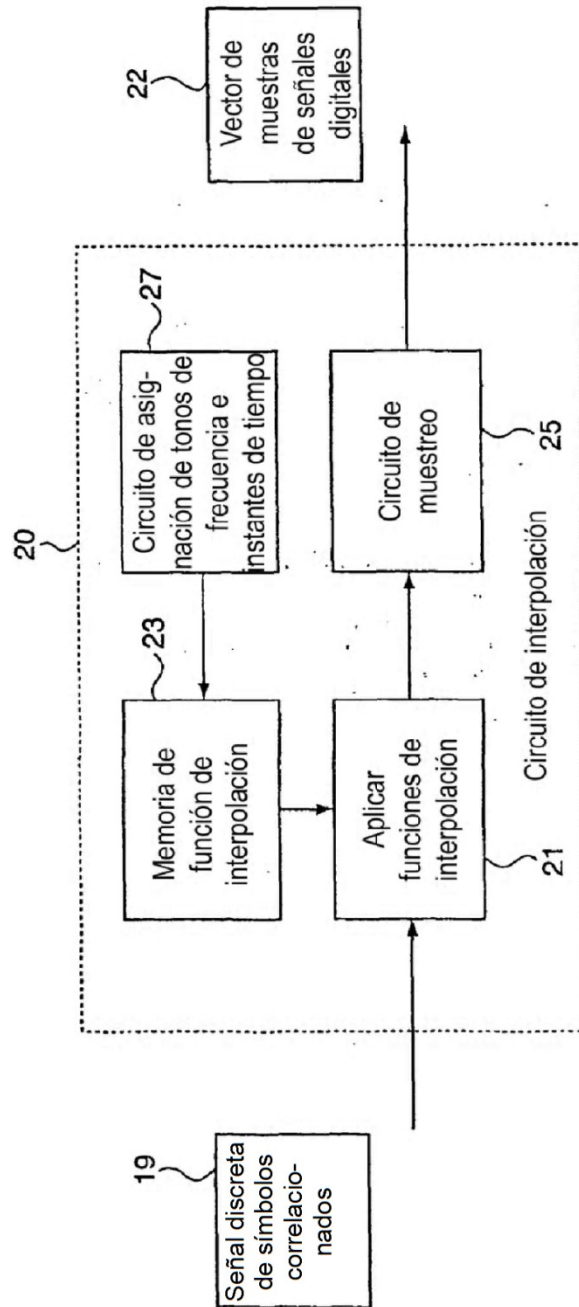


FIG. 2A

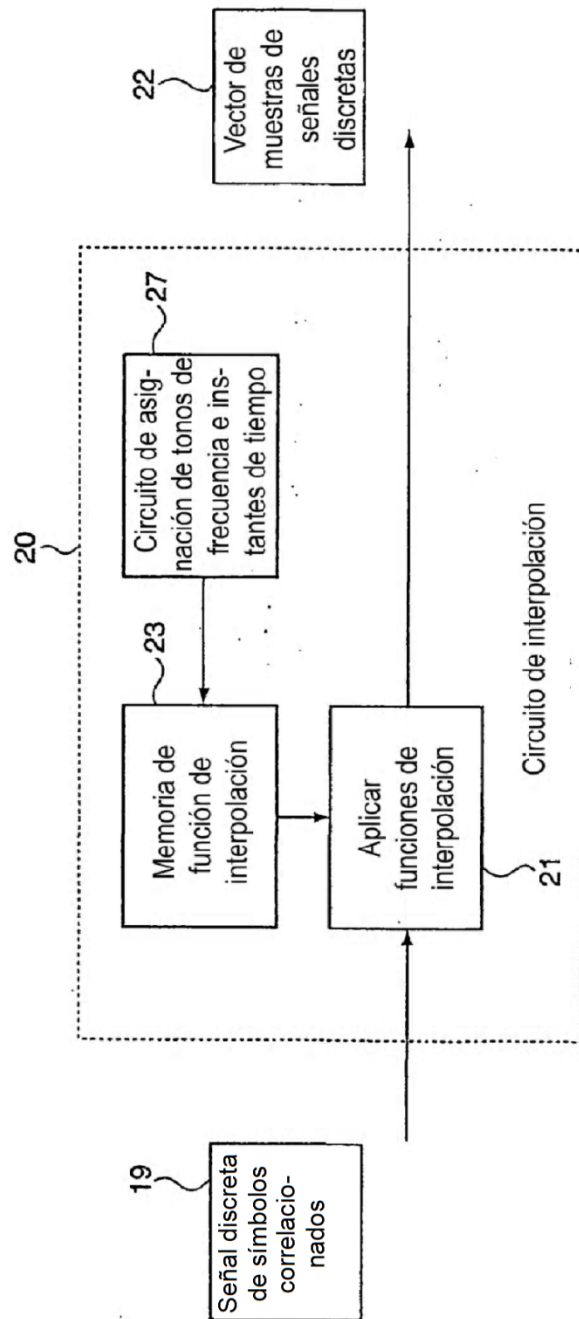


FIG. 2B

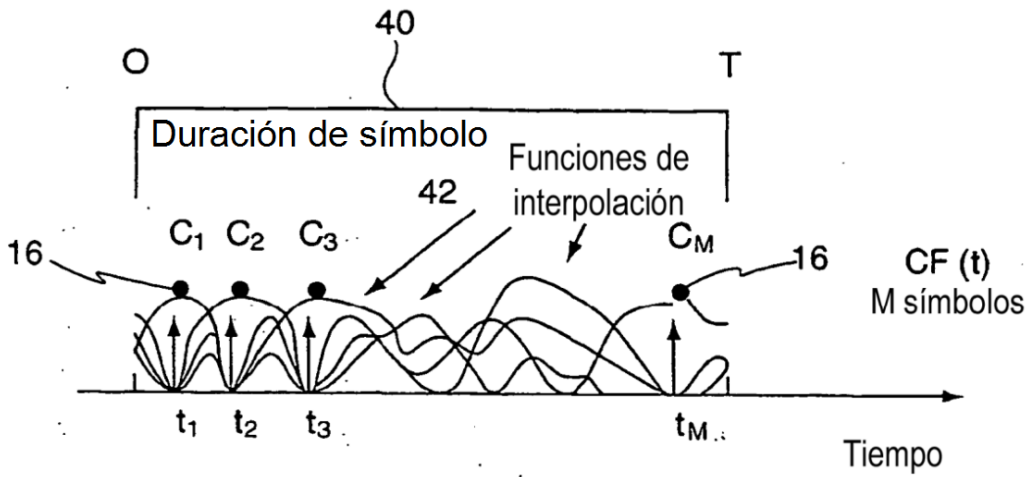


FIG. 3A

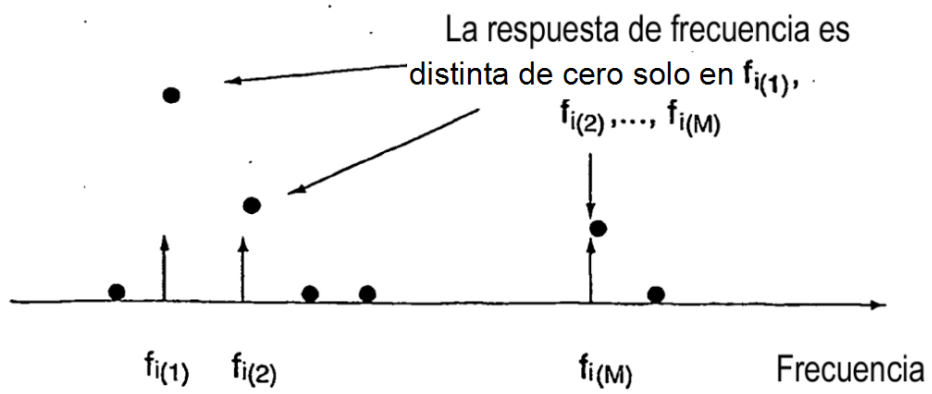


FIG. 3B

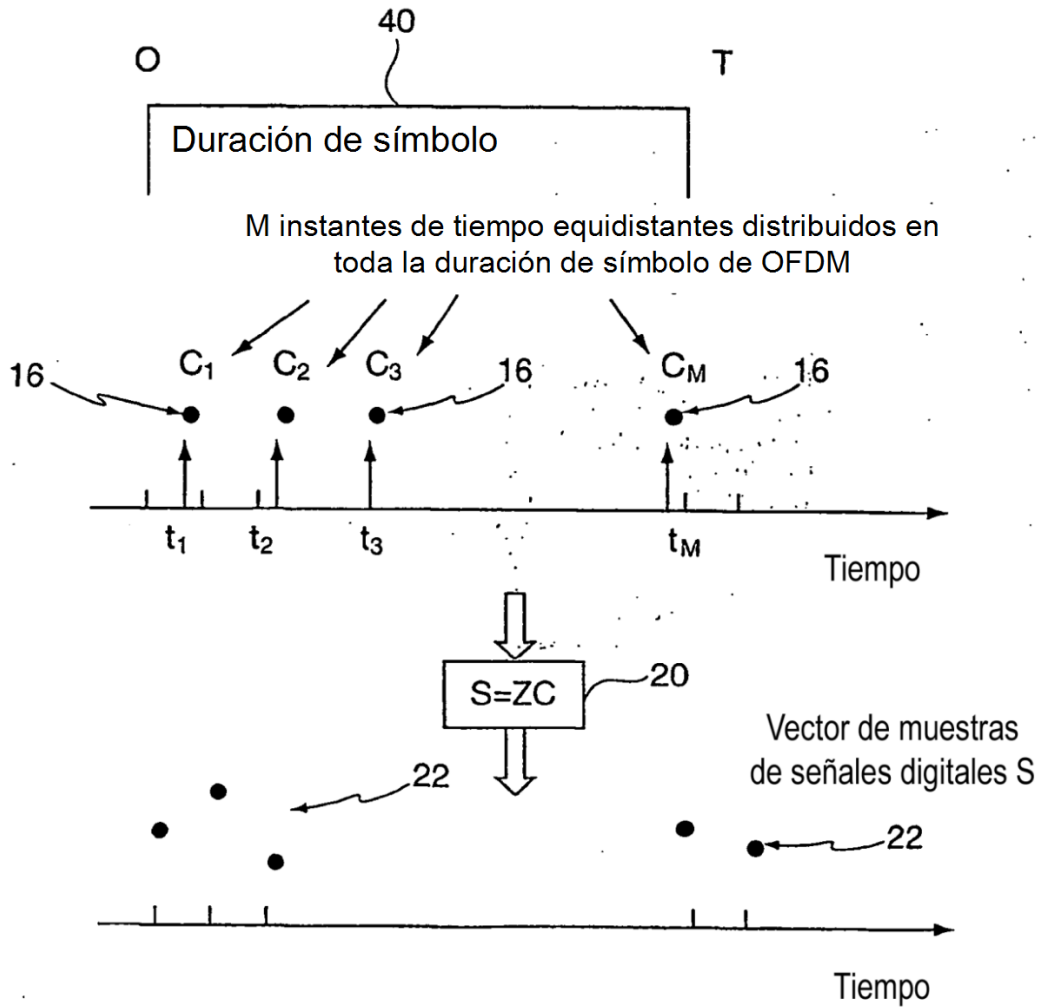


FIG. 4A

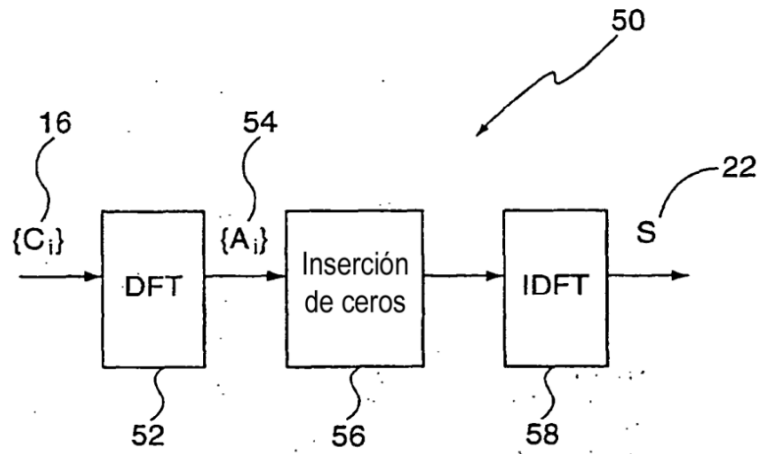


FIG. 4B

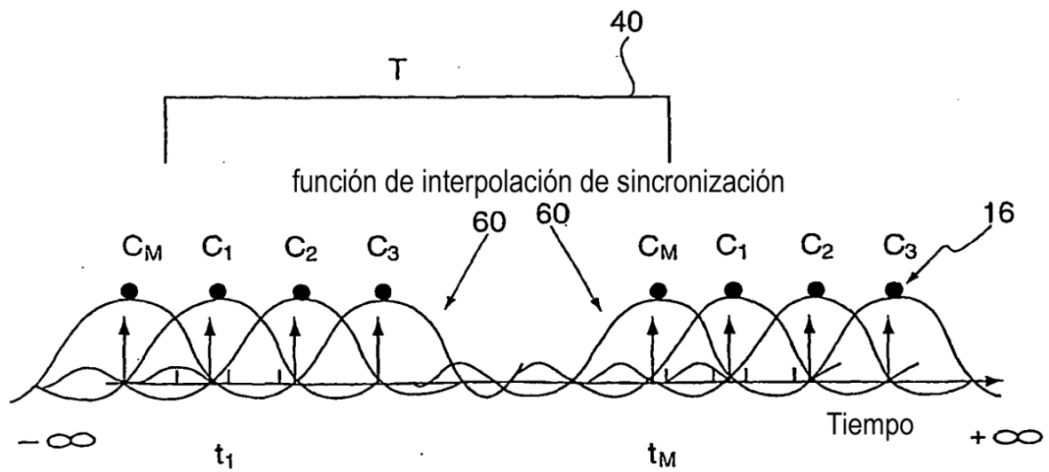


FIG. 4C

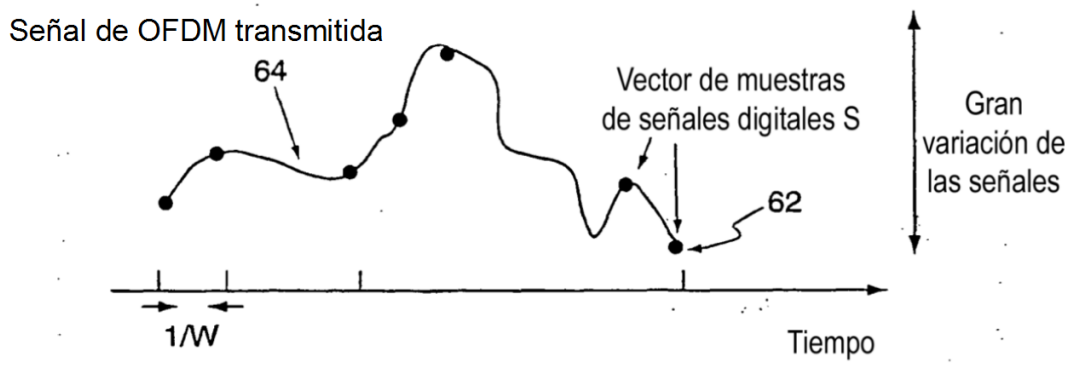


FIG. 4D

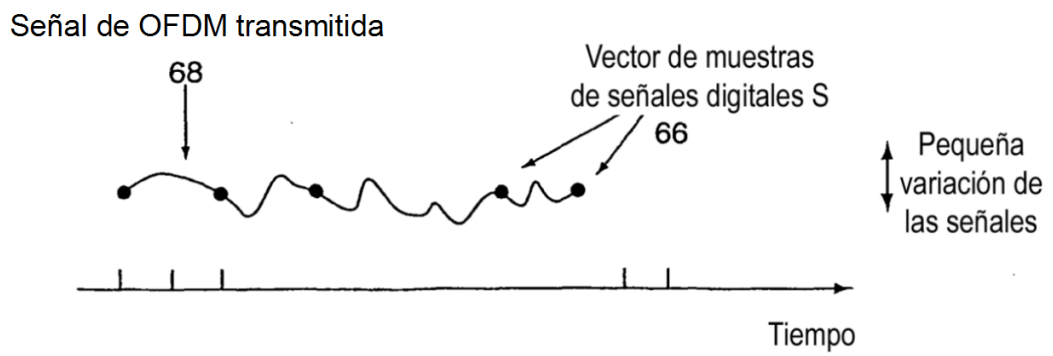


FIG. 4E

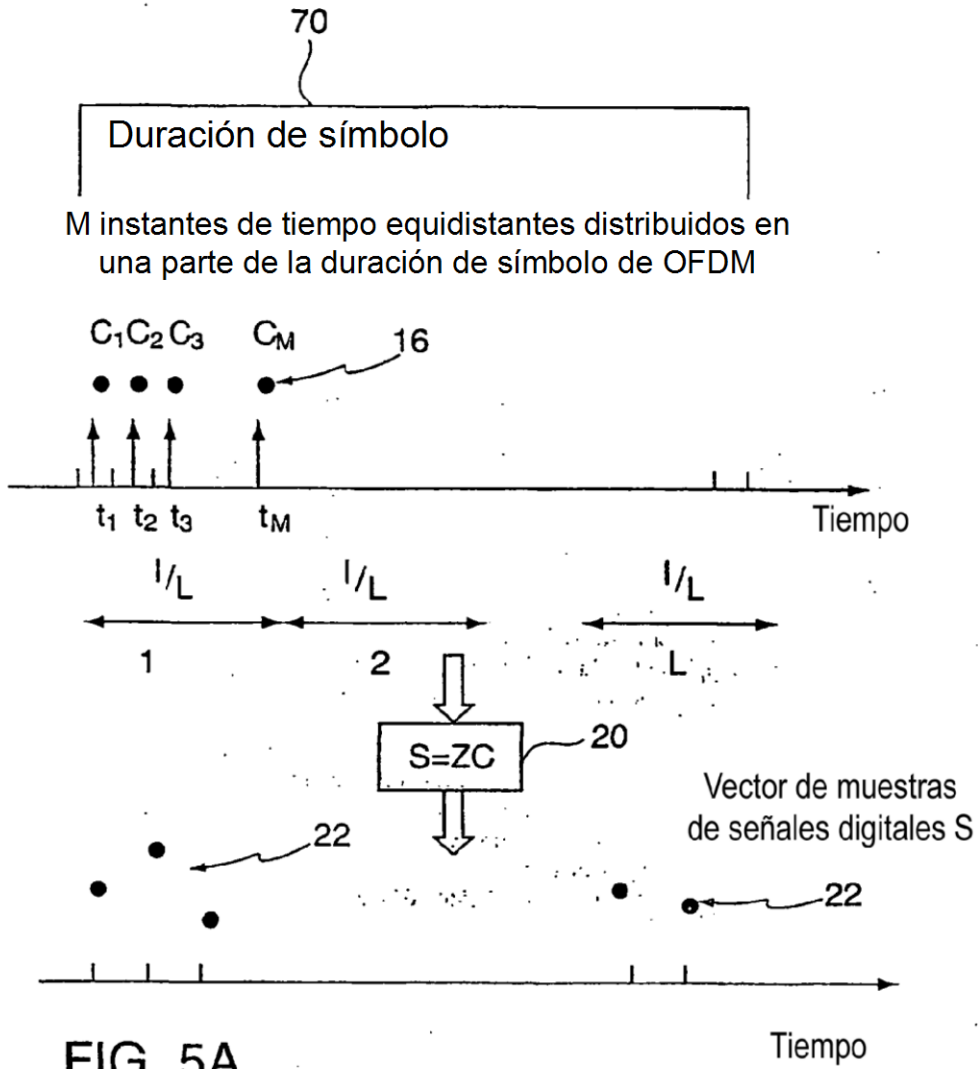


FIG. 5A

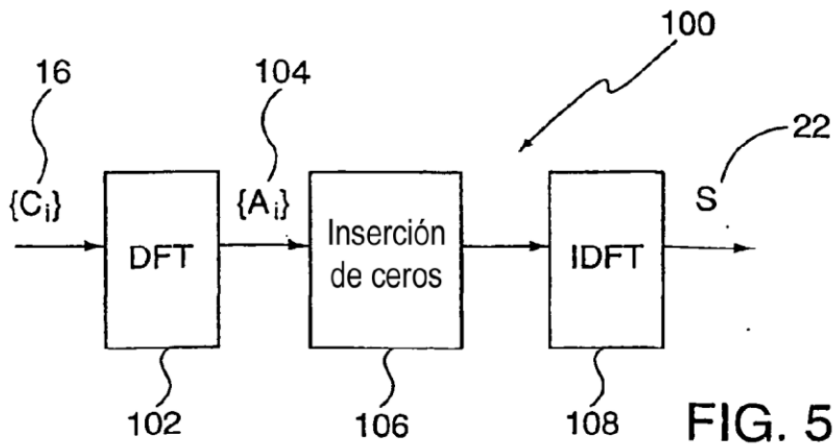


FIG. 5B

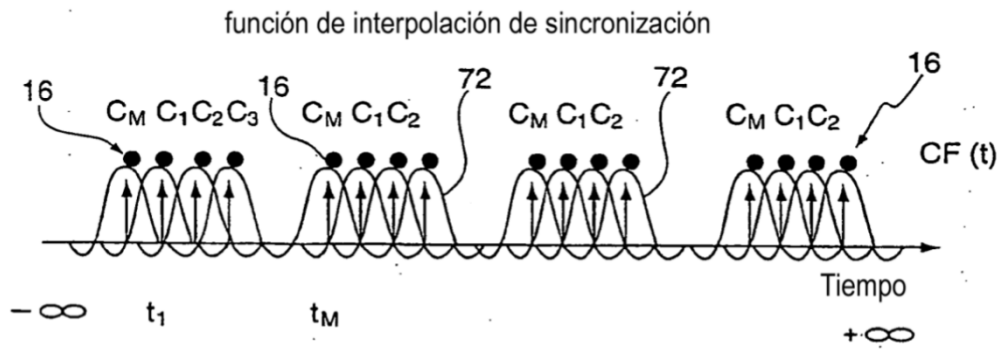


FIG. 5C

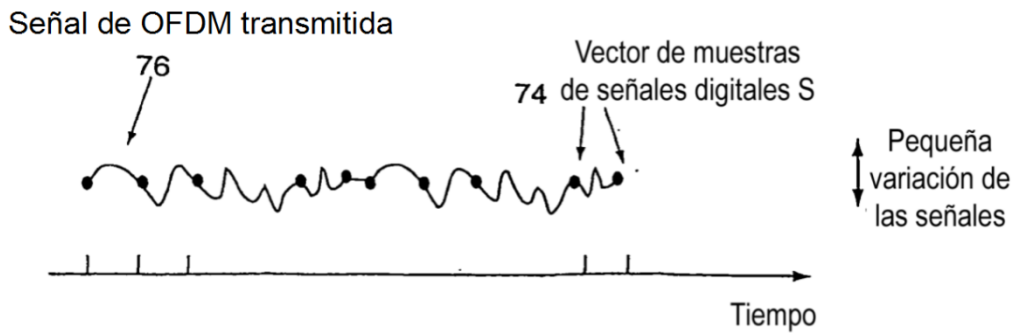


FIG. 5D

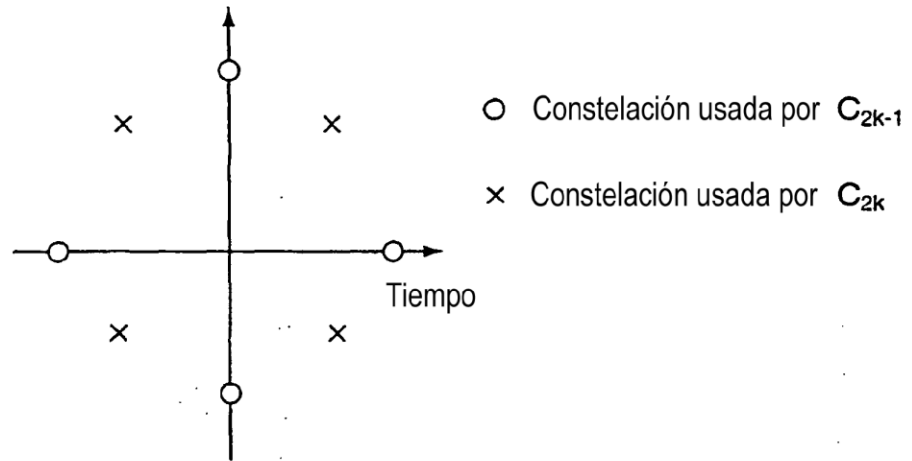


FIG. 6

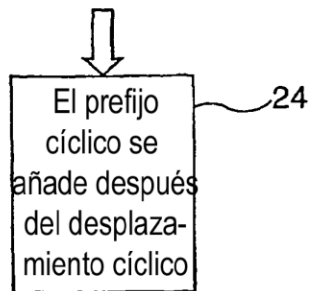
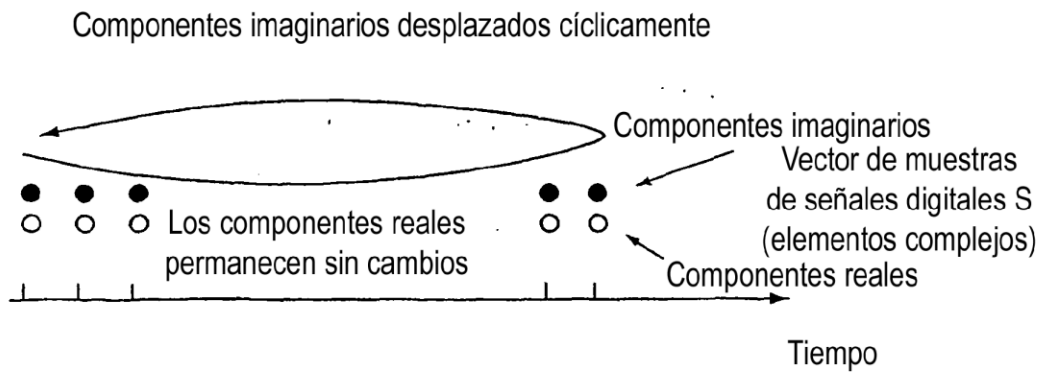


FIG. 7

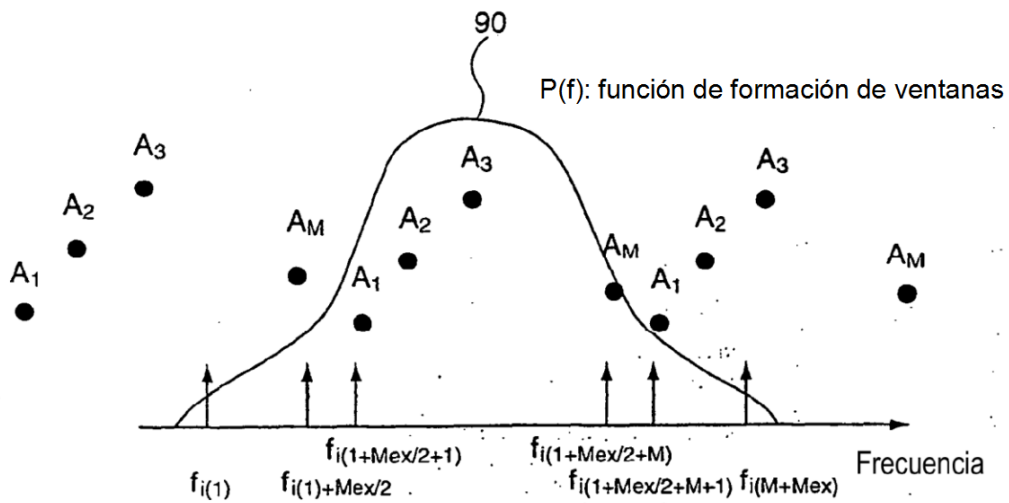


FIG. 8A

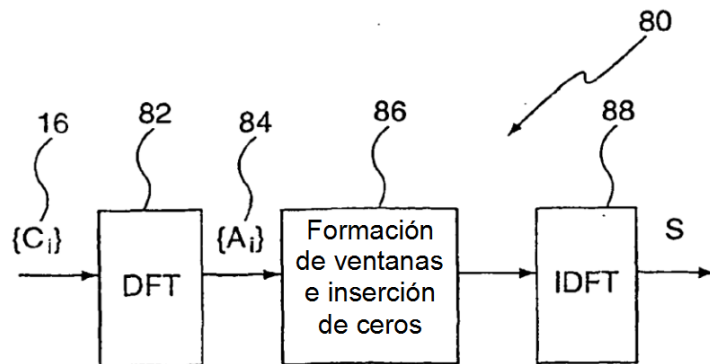


FIG. 8B

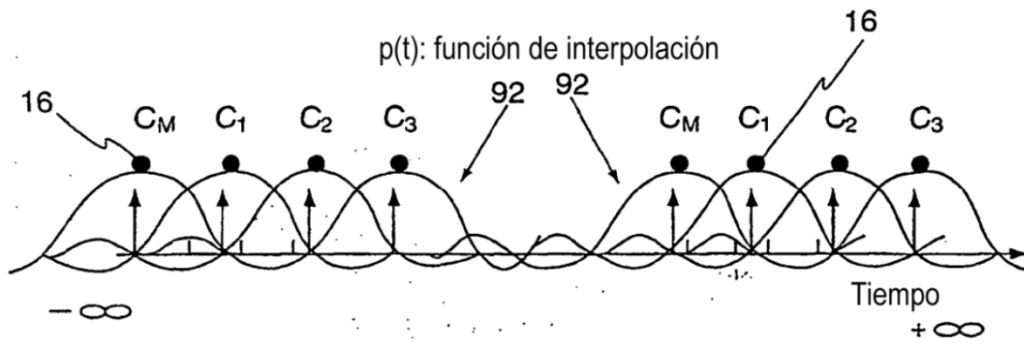


FIG. 8C

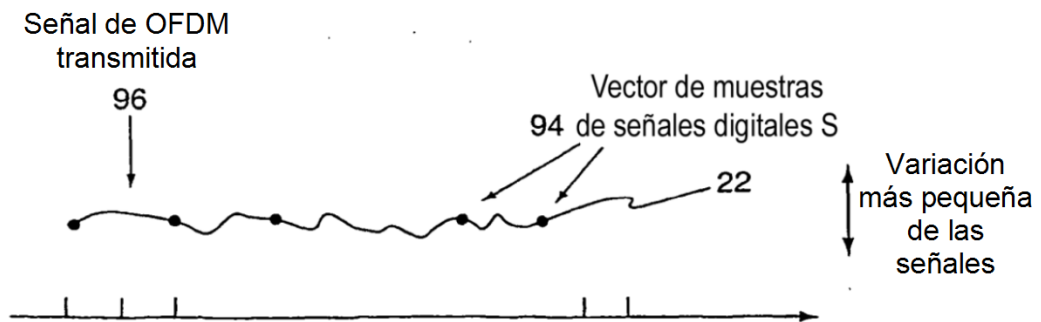


FIG. 8D