

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 386 385**

51 Int. Cl.:  
**H04L 5/02** (2006.01)  
**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **08012608 .9**  
96 Fecha de presentación: **11.09.2001**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1981204**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **15.10.2008**

54 Título: **Procedimiento de señalización de un sistema de acceso multiple FDM**

30 Prioridad:  
**13.09.2000 US 230937 P**  
**15.03.2001 US 805887**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**20.08.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**20.08.2012**

73 Titular/es:  
**QUALCOMM INCORPORATED**  
**5775 MOREHOUSE DRIVE**  
**SAN DIEGO, CA 92121-1714, US**

72 Inventor/es:  
**Laroia, Rajiv;**  
**Li, Junyi y**  
**Uppala, Sathyadev Venkata**

74 Agente/Representante:  
**Carpintero López, Mario**

ES 2 386 385 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 FDM

**Referencia cruzada a solicitudes relacionadas**

5 La presente solicitud reivindica la prioridad a la solicitud provisional US No. 60/230,937, presentada el 13 de septiembre de 2000, y titulada "Procedimiento de señalización en un sistema inalámbrico de acceso múltiple OFDM".

**Campo técnico**

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

10 **Antecedentes**

La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de multiplexación relativamente bien conocida para sistemas de comunicación. Los sistemas de comunicación OFDM se pueden utilizar para proporcionar comunicación de acceso múltiple, donde usuarios diferentes son asignados a diferentes tonos ortogonales dentro de un ancho de banda de frecuencia para transmitir datos al mismo tiempo. En un sistema de comunicación OFDM, la totalidad del ancho de banda asignado al sistema se divide en tonos ortogonales. En particular, para una duración de símbolo  $T$  dada disponible para la transmisión de datos del usuario, y un ancho de banda  $W$  dado, el número de tonos ortogonales  $F$  disponibles está dada por  $WT$ . La separación entre los tonos ortogonales  $\Delta$  se elige para ser  $1/T$ , haciendo así los tonos ortogonales. Además de la duración del símbolo  $T$  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 del símbolo  $T$  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 del símbolo de  $T + T_c$  se emplea para la transmisión de un símbolo OFDM, sólo la duración del símbolo  $T$  está disponible para la transmisión de datos del usuario y se denomina, por lo tanto, una duración de símbolo OFDM.

25 En las técnicas OFDM anteriores, una señal OFDM se construye primero en el dominio de frecuencia mediante la asignación de símbolos de una constelación a los tonos de frecuencia establecidos. La señal construida en el dominio de frecuencia se transforma entonces en el dominio de tiempo por una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) o transformada 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 proporción relativamente baja de pico a promedio. Por ejemplo, los símbolos de una constelación QPSK todos tienen la misma amplitud. Sin embargo, después de haber sido transformados mediante la IDFT o 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 baja propiedad de relación de pico a promedio deseable. En particular, la señal de dominio de tiempo resultante tiene típicamente una alta proporción de pico a promedio.

35 Las técnicas existentes para la implementación de sistemas de comunicación OFDM pueden ser muy ineficientes debido a la relativamente alta proporción de pico a promedio en comparación con otros esquemas de señalización, tales como los esquemas de modulación de portadores individuales. Como resultado, las técnicas OFDM existentes no están bien adaptadas para una red de comunicación inalámbrica de acceso múltiple con usuarios muy móviles porque la alta relación de pico a promedio de la señal transmitida requiere una gran cantidad de potencia en la estación de base y en el dispositivo inalámbrico. Los requerimientos de mucha energía resultan en una vida corta de la batería y en amplificadores de potencia más caros en los últimos dispositivos de comunicación o terminales inalámbricos. En consecuencia, es deseable proporcionar una técnica OFDM que reduzca la proporción de pico a promedio de la señal a transmitir, al mismo tiempo que aproveche el ancho de banda de comunicación más grande ofrecido por un sistema de comunicación OFDM.

45 Se llama la atención al documento WO 98/00946, que describe un procedimiento y un aparato que logra una rápida sincronización de temporización, sincronización de frecuencia del portador, y sincronización de frecuencia de muestreo de un receptor en una señal multiplexada de división de frecuencia ortogonal (OFDM). El procedimiento utiliza dos símbolos de formación OFDM para obtener una sincronización completa en menos de dos marcos de datos. Un primer símbolo de formación OFDM sólo tiene sub-portadores de número par, y sustancialmente ningún sub-portador de número impar, una disposición que resulta en simetría de símbolo medio. Un segundo símbolo de formación OFDM tiene sub-portadores de número par modulados diferencialmente respecto a los del primera símbolo de formación OFDM mediante una secuencia predeterminada. La sincronización se logra mediante las métricas de computación que utilizan las propiedades únicas de estos dos símbolos de formación OFDM. La sincronización de temporización se determina mediante el cálculo de una métrica de temporización que reconoce la simetría de medio símbolo del primer símbolo de formación OFDM. La estimación del desplazamiento de la frecuencia del portador se realiza usando la métrica de temporización, así como una métrica de desplazamiento de la frecuencia del portador que tienen picos en el valor correcto del desplazamiento de la frecuencia del portador. La estimación de desplazamiento de la tasa de muestreo se realiza mediante la evaluación de la pendiente de la

posición de los puntos de rotación de fase debido al desplazamiento de la tasa de muestreo como una función del número de frecuencia del sub-portador.

El documento WO 99/52250 divulgan un canal en un sistema de comunicación de múltiples portadores que se iguala mediante el cálculo de una respuesta espectral deseada, acortando la respuesta de impulsos del canal, de manera que una parte significativa de una energía de la respuesta de impulsos se limita a una región que es más corta que una longitud de objetivo y filtrando la señal basada en la respuesta espectral deseada. Un sistema de comunicación de múltiples portadores puede incluir un filtro de acortamiento de impulsos primario que recibe una señal de salida de un convertidor analógico a digital y acepta coeficientes. Un filtro de acortamiento de impulsos secundario puede recibir la señal de salida del convertidor analógico a digital, enviar una señal de salida, y pasar coeficientes al filtro de acortamiento de impulsos primario. Un generador de señal de referencia puede emitir una señal de referencia. Un comparador puede comparar la señal de salida y la señal de referencia y enviar una señal de error resultante. Un procesador de adaptación puede calcular los coeficientes para el filtro de acortamiento de impulsos secundario basado en la señal de error.

También se debe prestar atención a un documento de Thomas Keller et al, titulado "Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications", y publicado en "Proceedings of the IEEE", IEEE. Nueva York, EE.UU., vol. 88, núm. 5, 1 de mayo de 2000 (01/05/2000). El documento ofrece una perspectiva histórica de la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) con referencia a su literatura. Sus ventajas y desventajas son revisadas, y su rendimiento se caracteriza a través de canales muy dispersivos. Los efectos de ambos errores de sincronización de tiempo y dominio de la frecuencia se cuantifican, y se revisan una serie de soluciones propuestas en la literatura reciente. Uno de los principales objetivos de esta revisión es poner de relieve el pensamiento reciente detrás de asignación de bits adaptable y la codificación turbo en el contexto de OFDM. El documento concluye con una comparación de rendimiento de gran alcance de los esquemas aquí descritos bajo la restricción unificada de una tasa de error de bits de objetivo fijo de  $10^{-4}$ .

Cabe señalar también que el documento US5907585 describe un procedimiento y un detector para detectar señales digitales. Una señal recibida analógica de ganancia controlada automáticamente se convierte AD en una señal digital, que se somete a un procesamiento de demodulación de cuadratura través de la operación. El resultado de la demodulación de cuadratura se somete a procesamiento de filtro de paso bajo a través de la operación, es decir, se realiza una detección digital mediante el software de procesamiento para una variable en cada procesamiento de software de acuerdo con los cambios en el procedimiento de modulación de la señal recibida y en el índice de transmisión de símbolos.

### **Sumario**

De conformidad con la presente invención, se proporcionan un sistema de comunicación, tal como se expone en la reivindicación 1, y un procedimiento, tal como se expone en la reivindicación 9. Realizaciones preferidas de la invención se reivindican en las reivindicaciones dependientes.

En un aspecto del sistema de comunicación, el consumo de energía asociado con la generación y la transmisión de señales OFDM se reduce en comparación con los anteriores sistemas OFDM descritos anteriormente. El procedimiento de señalización OFDM incluye la definición de una constelación tiene una pluralidad de símbolos, definiendo la duración de los símbolos para la señal de comunicación OFDM, y definiendo una pluralidad de instantes de tiempo en la duración de los símbolos. En una duración de los símbolos dada, una pluralidad de tonos en la duración de los símbolos 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 asignan directamente a los instantes de tiempo prescritos para la duración de los símbolos. Una señal continua se construye entonces mediante la aplicación de las funciones continuas de interpolación para los símbolos asignados, de manera que los valores de la señal continua en los instantes de tiempo prescritos son respectivamente iguales a los símbolos asignados y la respuesta de frecuencia de la señal continua sólo contiene sinusoides en los tonos asignados. Finalmente, la señal digital, que se va a transmitir, consiste en muestras de la señal continua. Alternativamente, la señal digital se puede generar directamente mediante la aplicación de funciones discretas de interpolación para los símbolos asignados. Como los símbolos de la constelación en general tienen buena propiedad de proporción de pico a promedio, las elecciones apropiadas de tonos de frecuencia asignados, instantes de tiempo prescritos y funciones de interpolación pueden resultar en una relación de pico a promedio minimizada de la función continua y las muestras de señal digital.

En una implementación, el procedimiento de generar directamente las muestras de señal digital es multiplicar el vector del símbolo que consiste en símbolos que se transmiten con 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 con el sistema de comunicación se asigna a un número de tonos contiguos y los instantes de tiempo prescritos son instantes de tiempo separados por igual durante toda la duración del símbolo OFDM.

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

5 En los aspectos anteriores, además del procedimiento general, las muestras de señales digitales pueden construirse mediante la expansión de los símbolos asignados a un conjunto de instantes de tiempo prescritos de menos infinito a más infinito e interpolando el conjunto ampliado de los símbolos asignados 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 cero, y la transformación de Fourier discreta inversa.

10 Para reducir aún más la relación de pico a promedio de las muestras de las señales digitales obtenidas mediante interpolación, cuando los símbolos de la constelación se asignan a los instantes de tiempo prescritos, las constelaciones utilizadas mediante dos instantes adyacentes de tiempo están desplazados en  $\pi/4$ .

15 En otro aspecto del sistema, los componentes reales e imaginarios del vector de muestra digital resultante se desplazan cíclicamente antes de añadir el prefijo cíclico. En otro aspecto del sistema de comunicación, el transmisor deseado se asigna a más tonos que el número de símbolos a transmitir. Los símbolos de la constelación se asignan directamente a instantes de tiempo prescritos igualmente separados. Las muestras de las señales digitales se construyen mediante la expansión de los símbolos asignados a un conjunto prescrito de instantes de tiempo desde menos infinito a más infinito y la interpolación del conjunto expandido de los símbolos asignados con una función cuya transformación de Fourier satisface el criterio de interferencias entre símbolos cero de Nyquist, tal como las funciones de coseno aumentadas. Las muestras de las señales digitales también pueden ser generadas mediante  
20 una serie de operaciones, incluyendo la transformación de Fourier discreta, ventanas, y la transformación de Fourier discreta inversa.

Los detalles de una o más realizaciones de la invención se indican 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.

25 **Descripción de los dibujos**

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema OFDM.

La figura 2A es un diagrama de bloques de un sistema de interpolación utilizado por el sistema OFDM de la figura 1.

30 La figura 2B es un diagrama de bloques de otro sistema de interpolación utilizado por el sistema OFDM de la figura 1.

La figura 3A es un gráfico que muestra los símbolos asignados a instantes de tiempo prescritos en el dominio de tiempo de acuerdo con la técnica OFDM implementada por el sistema de la figura 1.

La figura 3B es un gráfico que muestra la respuesta dominio de frecuencia del gráfico de la figura 3B.

35 La figura 4A muestra una técnica de implementación para la producción de un vector de la muestra de señal digital utilizando el dominio de tiempo de asignación de símbolos en el caso en que los tonos asignados sean contiguos.

La figura 4B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de la muestra de señal digital en el caso en que los tonos de frecuencia asignados sean contiguos.

40 La figura 4C es un gráfico que muestra la asignación de los símbolos a los instantes de tiempo prescritos, la expansión de los símbolos asignados, y el uso de una función de sincronización para interpolar los símbolos expandidos.

La figura 4D es un gráfico que muestra la gran relación de pico a promedio del vector de la muestra de señal digital resultante cuando los símbolos se asignan en el dominio de la frecuencia en los anteriores sistemas OFDM.

45 La figura 4E es un gráfico que muestra la relación de pico a promedio reducida del vector de la muestra de señal digital resultante cuando los símbolos se asignan en el dominio del tiempo mediante la técnica de las figuras 4A a 4C.

La figura 5A muestra otra técnica de implementación para producir el vector de la muestra de señal digital utilizando el dominio de tiempo de asignación de símbolos en el caso en que los tonos asignados estén igualmente separados en la frecuencia.

50 La figura 5B es un diagrama de bloques que muestra un sistema de comunicación para la producción de un vector de la muestra de señal digital en el caso en que los tonos de frecuencia asignados estén separados por igual.

La figura 5C es un gráfico que muestra la asignación de los símbolos a los instantes de tiempo prescritos, la expansión de los símbolos asignados, y el uso de una función de sincronización para interpolar los símbolos.

55 La figura 5D es un gráfico que muestra la relación de pico a promedio reducida del vector de muestras de señal digital resultante cuando los símbolos se asignan en el dominio de tiempo mediante la técnica de las figuras 5A a 5C.

La figura 6 es un gráfico que muestra la rotación del símbolo de  $\pi/4$ .

60 La figura 7 muestra el uso de un cambio cíclico de los componentes de la señal reales e imaginarios.

La figura 8A es un gráfico que muestra la aplicación de una función de ventanas en el dominio de frecuencia

para reducir aún más la relación de pico a promedio.

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 la muestra de señal digital.

5 La figura 8C es un gráfico que muestra el uso de una función de interpolación correspondiente a la función de ventanas de la figura 8B a los símbolos asignados a los instantes de tiempo prescritos.

La figura 8D es un gráfico que muestra la relación de pico a promedio reducida del vector de muestras de señal digital resultante cuando los símbolos se asignan en el dominio de tiempo mediante la técnica de las figuras 8A a 8C.

Símbolos de referencia iguales en los diversos dibujos indican elementos iguales.

## 10 **Descripción detallada**

Haciendo referencia a la figura 1, se muestra un sistema de comunicación 10 de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). El sistema de comunicación OFDM 10 recibe una primera constelación de símbolos  $\{B_i\}$  12 y proporciona los símbolos a un circuito de asignación de símbolo a símbolo 14, que produce una segunda constelación de símbolos complejos  $\{C_i\}$  16. Los símbolos complejos 16 representan datos o un flujo de datos a 15 transmitir por el sistema de comunicación OFDM, y pueden elegirse entre una variedad de constelaciones de símbolos, incluyendo, pero no limitado a constelaciones de símbolos de fijación por desplazamiento de fase (PSK) y modulación de amplitud de cuadratura (QAM). La asignación de símbolo a símbolo realizado por el circuito de asignación 14 es una etapa opcional realizada por el sistema de comunicación OFDM 10.

A continuación, un circuito de asignación de instante de tiempo 18 asigna cada símbolo complejo 16 a un instante de tiempo prescrito dentro de una determinada duración del símbolo OFDM. La operación de asignación se realiza en el dominio de tiempo tal que el circuito de asignación 18 genera una señal discreta de símbolos asignados dentro de la duración del símbolo de dominio de tiempo. La salida del circuito de asignación 18 se proporciona a un circuito de interpolación 20, que produce una serie de muestras de señales digitales  $\{S_i\}$  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 25 funciones predeterminadas de interpolación continua en los símbolos complejos asignados 19. Alternativamente, 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 asignados 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 30 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 porción del vector de muestra de la señal digital S 22 al comienzo de la duración del símbolo OFDM. Las muestras de señales digitales 22 resultantes con el prefijo cíclico antepuesto se convierten en una señal analógica mediante un convertidor digital a analógico 28. La señal analógica resultante se 35 procesa adicionalmente mediante un filtro de conformación de impulsos 30, cuya salida se modula en 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 OFDM 10, el circuito de asignación de símbolo a símbolo 14, el circuito de asignación de instante de tiempo 18, el circuito de interpolación 20, y el circuito de prefijo cíclico 24 se 40 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 separados dentro del sistema de comunicación 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 45 de símbolos asignados 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 proporción de pico a promedio. Las funciones de interpolación pueden calcularse previamente y almacenarse en una memoria de función de interpolación 23 conectada al módulo de función de interpolación 21. Un circuito de tono de frecuencia y de asignación de instante de tiempo 27 está conectado a la memoria de función de interpolación 23 y define un conjunto de tonos asignados 50 seleccionados entre los tonos de frecuencia distribuidos sobre un ancho de banda predeterminado asociado con el sistema de comunicación OFDM 10. El conjunto de tonos asignados entonces se proporciona a la memoria de función de interpolación 23. El circuito de tono de frecuencia y de asignación de instante de tiempo 27 también define los instantes de tiempo prescritos distribuidos sobre la duración de símbolo de dominio de tiempo, que también se pueden almacenar en la memoria de función de interpolación 23 para su uso mediante el módulo de 55 función 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 sobre la duración de símbolo de dominio de tiempo para generar el vector de muestras de señales digitales 22. Alternativamente, en la figura 2B el módulo de función de interpolación 21 aplica una o más funciones de interpolación discretas a la señal discreta de símbolos asignados 19 para generar directamente el 60 vector de muestra de las 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 aplicación de las funciones de interpolación continuas y el 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 de símbolo de dominio de tiempo OFDM 40 dada. La duración del símbolo de dominio de tiempo 40 es un intervalo de tiempo de 0 a T. Para los propósitos de la siguiente descripción, la duración del símbolo OFDM T no incluye el prefijo cíclico. La señal que se transmite en la duración del símbolo 40 está representada por símbolos complejos  $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$  16 que se asignan a los instantes de tiempo prescritos, donde M indica el número de símbolos a transmitir en la duración del símbolo 40.

En una implementación, el sistema de comunicación OFDM 10 es un sistema de comunicación de acceso múltiple donde todo el ancho de banda disponible para todos los transmisores en el sistema se divide en F tonos de frecuencia ortogonales,  $f_1, f_2, \dots, f_F$ . En la duración del símbolo 40 dada, un transmisor particular que opera dentro de un sistema de comunicación de acceso múltiple se asigna a 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) para 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 en el sistema de comunicación. Esta técnica permite que el sistema de comunicación 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 asignan primero a  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$ , respectivamente, donde  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$  son M instantes de tiempo prescritos dentro de la duración del símbolo de dominio de tiempo 40. La operación de asignación genera una señal discreta de los símbolos asignados. Debe indicarse que el número de instantes de tiempo prescritos es igual al número de símbolos M a transmitir. Tal como se describió anteriormente, la asignación de símbolos se produce en el dominio de tiempo. Las funciones continuas de interpolación 42 se aplican entonces a la señal discreta de símbolos asignados 16 para generar una función continua CF(t) para t en el intervalo de tiempo de 0 a 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  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_M$  son respectivamente iguales a  $C_1, C_2, C_3, \dots, C_M$  y la respuesta de la frecuencia de la función continua CF(t) contiene 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 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,  $t_1, \dots, t_M$  puede no ser necesariamente igual 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 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 OFDM 10, las muestras de señales digitales S 22 puede generarse mediante el DSP 26 multiplicando directamente una matriz de formas de onda sinusoidales calculadas previamente Z, que operan como funciones de interpolación discretas, con la señal discreta de C símbolos asignados para satisfacer la función de transformación  $S = ZC$  de acuerdo con la siguiente:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)}^0} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}^0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)}T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)}^0} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}^0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)}T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)}t_1} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}t_1} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)}t_M} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}t_M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$

$$= ZC$$

en la que 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 22 las muestras de señales digitales S. Como tal, la matriz Z puede calcularse previamente y almacenarse en la memoria de función 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 asignados 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 de tiempo es asignar directamente los símbolos 16, que tienen una propiedad de baja proporción de pico a promedio deseable, en los instantes de tiempo prescritos dentro de la duración del símbolo 40. Funciones apropiadas de interpolación 42 se seleccionan para obtener la función continua  $CF(t)$  y las muestras de señales digitales 22, de tal manera que la propiedad deseable de baja relación de pico a promedio de los símbolos 16 se conserva sustancialmente para la función continua y para las muestras de señales digitales 22. La propiedad de proporción de pico a promedio de la función continua  $CF(t)$  resultante (interpolada) y las muestras de señales digitales 22 son dependientes de las funciones de interpolación 42, la elección de los tonos de frecuencia asignados  $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$  del 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 OFDM 10 asigna tonos  $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$  al transmisor asociado con el 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 la que M es el número de símbolos. Si el sistema de comunicación OFDM 10 es un sistema de acceso múltiple, cada transmisor asociado con el sistema de comunicación se asigna un subconjunto no superpuesto de los tonos de frecuencia. Para propósitos 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 asignan en el dominio del tiempo en 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 separados por igual uniformemente distribuidos por toda la duración del símbolo OFDM 40, tal como se muestra en el primer gráfico de dominio de 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 muestra en las figuras 3A-3B, se puede simplificar a

$$Z = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{(1)}^0} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}^0} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j2\pi f_{(1)}T \frac{N-1}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{(M)}T \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_{(1)}t_1} & \dots & e^{-j2\pi f_{(1)}t_M} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi f_{(M)}t_1} & \dots & e^{-j2\pi f_{(M)}t_M} \end{bmatrix}$$

El segundo gráfico de 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 se aplica a las funciones de interpolación 42 definidas por la matriz Z a los símbolos complejos 16 de acuerdo con la expresión  $S = ZC$ . Como parte de esta implementación, el módulo de muestreo 25 no se utiliza generalmente como el vector de muestras de la señales digitales S 22 está directamente generado a partir de la señal discreta de símbolos asignados utilizando la función de transformación  $S = ZC$ .

Volviendo 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 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  $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ , a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de punto M. El vector  $[A_1, \dots, A_M]$  54 enviado por el circuito DFT 52 se expande entonces a un nuevo vector de longitud N (el número total de instantes de tiempo en el vector de señal discreta S) mediante 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, y la inserción de ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito IDFT 58 realiza una transformada de Fourier discreta inversa de punto N en el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de muestra de señales digitales S. El procedimiento colectivo de DFT, inserción de ceros e IDFT es una manera de implementar las funciones de interpolación discretas.

Volviendo a la figura 4C, se muestra otra técnica para la obtención de muestras de señales digitales S. Por simplicidad de 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 de 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 separados por igual distribuidos uniformemente en toda la duración del símbolo OFDM 40.

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

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

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 función de interpolación 23. Tal como se discutió en la figura 3A, las muestras de señales digitales S 22 son las muestras de la función continua CF(t) en 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 del símbolo 40 de 0 a T. El uso del intervalo de tiempo desde  $-\infty$  a  $+\infty$  es únicamente para el propósito de construir matemáticamente CF(t). Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, pueden derivarse fácilmente de la descripción anterior.

Para fines de comparación, la figura 4D muestra la relación resultante de pico a promedio para un vector de muestras de señales digitales S 62 y su señal OFDM transmitida asociada 64 producida mediante los símbolos 16, donde la señal se construye en el dominio de frecuencia. Tal como se describió anteriormente, esta técnica conocida de asignación de los símbolos 16 en el dominio de frecuencia produce una variación de la señal grande en la señal OFDM transmitida 64 y resulta en una gran proporción de pico a promedio.

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

La figura 5A muestra una segunda implementación del sistema de comunicación OFDM 10, y sirve para generalizar más el sistema mostrado en las figuras 4A a 4C. Como parte del sistema OFDM 10, los tonos  $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ , asignados al transmisor asociado con el sistema de comunicación, son un subconjunto de tonos separados por igual 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. Por motivos de descripción, dejamos que  $f_0 = 0$ . La construcción para los otros casos donde  $f_0 \neq 0$  puede obtenerse igualmente.

En este caso, donde los tonos asignados son tonos separados por igual, la función continua construida CF(t) es idéntica en cada uno de los intervalos de tiempo L,  $[0, T/L], [L/L, 2T/L], \dots$ , y  $[(L-1)T/L, T/L]$ . Como parte de esta técnica, los símbolos  $C_1, \dots, C_M$  16 se asignan en 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 separados por igual uniformemente distribuidos sobre una fracción (1/L) de la duración de los símbolos 70. Como una comparación, en el caso de tonos contiguos asignados (figura 4A), los instantes de tiempo prescritos están separados por igual y distribuidos sobre toda la duración de los símbolos, tal como se describe respecto a la figura 4A.

El procedimiento para obtener 22 las muestras de señales digitales S descrito 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 a 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 son tonos separados por igual. Más específicamente, un sistema de procesamiento digital 100 proporciona otra técnica para obtener el vector de muestras de señales digitales S. Un circuito DFT 102 recibe una señal discreta de símbolos de datos complejos  $C_i$  y calcula las respuestas de frecuencia  $A_1, \dots, A_M$ , en tonos  $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots, f_{i(M)}$ , a través de una transformada discreta de

Fourier (DFT) de punto M. El vector  $[A_1, \dots, A_M]$  104 enviado por el circuito 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  $k^{\text{ésimo}}$  símbolo  $A_k$  en el  $i(k)$ -ésimo elemento del nuevo vector, para  $k = 1, \dots, M$ , donde  $f_{i(k)}$  es la  $k^{\text{ésimo}}$  tono asignado al transmisor, y la inserción de ceros en todos los elementos restantes. Finalmente, un circuito IDFT 108 realiza una transformada de Fourier discreta inversa de N puntos en el vector resultante (después de la inserción de ceros) para obtener el vector de muestras de señales digitales S de dominio del tiempo. El procedimiento colectivo de DFT, la inserción de ceros e IDFT es una forma de implementación de las funciones de interpolación discretas.

La figura 5C es la parte contraria de la figura 4C, donde los símbolos  $C_1, \dots, C_M$  primero se asignan a  $t_1, \dots, t_M$ , respectivamente, durante una fracción  $(1/L)$  de la duración de los símbolos 70. La asignación de los símbolos también se realiza en el dominio de tiempo. A continuación, los símbolos asignados  $C_1, \dots, C_M$  se desplazan hacia la izquierda y hacia la derecha y se replican en un conjunto expandido de instantes de tiempo prescritos desde  $-\infty$  a  $+\infty$ , 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 asignados con una función de interpolación de sincronización 72. Así, la función continua  $CF(t)$  incluye las muestras de señales digitales asignadas a 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

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

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 función de interpolación 23 para su uso mediante el módulo de función de interpolación 21. El vector de muestras digitales S 22 puede obtenerse en 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  $k = 1, \dots, M$  y  $j = 1, \dots, L$ . Las funciones de interpolación discretas, que combinan las funciones de interpolación continuas y la función de muestreo, se pueden derivar fácilmente de la descripción anterior.

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

Refiriéndonos ahora a la figura 6, una técnica de rotación de símbolo  $\pi/4$  se utiliza para reducir aún más la relación de pico a promedio de la señal OFDM transmitida. En una duración del símbolo OFDM, si los símbolos  $B_1, \dots, B_M$  de la constelación a transmitir, los símbolos  $B_1, \dots, B_M$  se asignan a otro bloque de símbolos complejos  $C_1, \dots, C_M$ , donde cada símbolo de número impar permanece sin cambios y cada símbolo de número par se gira la fase en  $\pi/4$ . Por ejemplo, si los símbolos  $B_1, \dots, B_M$  pertenecen a una constelación QPSK  $\{0, \pi/2, \pi, \pi/3/2\}$ , el número de símbolos impares  $C_k$  sigue perteneciendo a la misma constelación QPSK, mientras que después de haber sido girado la fase de los símbolos de número par  $C_k$  pertenece a otra constelación QPSK  $\{\pi/4, \pi/3/4, \pi/5/4, \pi/7/4\}$ . Los símbolos  $C_1, \dots, C_M$  a continuación se utilizan para construir las muestras de señales digitales 22 en el dominio de 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 proporción de pico a promedio, que introduce un desplazamiento cíclico de los componentes de la señal real e imaginaria. Esta técnica implica una primera etapa de compensación 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 mediante una fracción de un período de muestras entre los componentes de la señal real e imaginario en la trayectoria de transmisión.

En una duración del símbolo OFDM, si las muestras de señales digitales  $S_1, S_2, \dots, S_N$  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 asignado a otro vector S' de la siguiente manera. El componente real de la muestra de la señal digital S'\_k es igual a la de la muestra de la señal digital S\_k. El componente imaginario de la muestra de la señal digital S'\_k es igual a la de la muestra de la señal digital S\_j, donde el índice  $j = (k + d - 1) \text{ mod } N + 1$ , para  $k = 1, \dots, N$ , con mod representando 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 la que L se describe en la figura 5A. En un

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

5 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.

10 No se muestra específicamente en la figura 7, cuando o después que el vector de muestra  $S'$  y el prefijo cíclico se envían al convertidor digital a analógico 28, los componentes imaginarios están más retrasado en una cantidad de

$$\left(\frac{N}{2LM} - d\right) \frac{T}{N},$$

que es una fracción de un período de muestreo  $T/N$ .

15 Como una variante de la técnica mostrada en la figura 7 (que no se muestra específicamente), otra técnica para lograr un resultado similar se puede utilizar para eliminar la segunda etapa de ajuste de temporización por una fracción de un período de muestra entre los componentes de la 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.

20 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, 4A, y 5A, la matriz

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

se cambia a

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

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

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

30 Haciendo referencia a las figuras 8A a 8D, otra técnica para reducir aún más la relación de pico a promedio se implementa mediante la asignación de más tonos de frecuencia que el número de símbolos complejos a transmitir en una duración de símbolos 40. En las figuras 3 a 7, el número de tonos asignados al transmisor asociado con el sistema de comunicación es igual al número de símbolos que se transmiten en una duración de los símbolos OFDM dada. 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.

35 Por ejemplo, si el sistema de comunicación 10 asigna  $M + M_{ex}$  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 a una duración de símbolos 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 separados por igual. Como parte de esta implementación del sistema de comunicación 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

5 par. Por lo tanto, el tono asignado  $f_{i(k)} = f_0 + (k - \frac{M_{ex}}{2} - 1)\Delta$ , para  $k = 1, \dots, M + M_{ex}$ . Por propósitos de descripción, sea  $f_0 = 0$ . La construcción para los otros casos donde  $f_0 \neq 0$  puede obtenerse igualmente.

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 separados por igual en la duración del símbolo 40.

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

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

para cualquier frecuencia  $f$ , en la que  $\Delta$  es la separación entre tonos adyacentes.

15 La figura 8B muestra el diagrama de bloques de la técnica. Tal como se ha descrito anteriormente, una asignación de símbolo a símbolo se realiza opcionalmente para generar una señal discreta de símbolos complejos asignados  $C_1, \dots, C_M$ , 16. Las respuestas de frecuencia  $A_1, \dots, A_M$  84 se calculan a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de punto  $M$  de los símbolos complejos 16 en el bloque 82. En el bloque 86, el vector  $[A_1, \dots, A_M]$  84 se expande cíclicamente en un nuevo vector  $A'$  de longitud  $N$  y de ventana con una función de ventanas 90 como sigue:

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

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

En el bloque 88, el vector de muestra de señales digitales  $S$  se obtiene tomando una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de punto  $N$  del nuevo vector  $A'$ . Finalmente, el prefijo cíclico se añade mediante el circuito de prefijo cíclico 24 tal como se ha descrito anteriormente respecto a la figura 1.

25 Para proporcionar información adicional a la técnica de construcción de la señal anterior, 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 asignan a instantes de tiempo separados por igual en la duración del 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 ventanas 90, se utiliza para generar la función continua,

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

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

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

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

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

$$p(t) = \frac{\sin(\pi M / T) \cos(\pi \beta t M / T)}{\pi M / T \cdot 1 - 4\beta^2 t^2 M^2 / T^2}.$$

A medida que  $\beta$  aumenta, la función de interpolación  $p(t)$  92 se descompone más rápido, reduciendo así la probabilidad de tener un pico grande en las muestras entre  $t$ .

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

10 Una serie de realizaciones de la invención se han descrito. No obstante, se comprenderá que diversas modificaciones pueden hacerse sin apartarse del alcance de la invención. Por consiguiente, otras realizaciones están dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Sistema de comunicación para generar una señal multiplexada por división de frecuencia para transmisión, que tiene un conjunto de tonos de frecuencia asignados a un transmisor y seleccionados entre los tonos de frecuencia distribuidos por un ancho de banda predeterminado, comprendiendo el sistema de comunicación:
  - 5 un circuito (52, 102, 82) de transformada de Fourier discreta (DFT) para recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos ( $C, C_j, 16$ ) de una constelación de símbolos, calculando de las respuestas de frecuencia ( $A_1... A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) en dichos tonos de frecuencia asignados ( $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots f_{i(M)}$ ) a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de punto M, y producir un vector de respuesta de frecuencia ( $A_1... A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) de longitud M;
  - 10 un circuito de inserción de ceros (56, 106, 86) para expandir el vector de respuesta de frecuencia ( $A_1... A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) a un nuevo vector de longitud N, mediante la inserción de símbolos de valor cero en todos los tonos de frecuencia distintos de los tonos asignados; y
  - 15 un circuito IDFT (58, 108, 88) para realizar una transformada de Fourier discreta inversa de punto N en el nuevo vector para obtener un vector de muestras de señales digitales ( $S, 22$ ) que representa una función continua (CF(t)).
2. Sistema de comunicación de la reivindicación 1, en el que los tonos de frecuencia asignados son tonos de frecuencia contiguos.
3. Sistema de comunicación de las reivindicaciones 1 ó 2, en el que los tonos de frecuencia asignados son tonos de frecuencia separados por igual.
- 20 4. Sistema de comunicación de una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el circuito (52, 102, 82) de transformada de Fourier discreta (DFT) y el circuito de inserción de ceros (56, 106, 86) están configurados de manera que el vector de longitud N es mayor que el vector de longitud M.
- 25 5. Sistema de comunicación de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que también incluye un circuito de inserción de ceros y de ventanas (86) conectado entre el circuito de DFT y el circuito de IDFT, siendo el circuito de inserción de ceros y de ventanas (86) operable para recibir el vector de respuesta de frecuencia, expandir cíclicamente el vector de respuesta de frecuencia para el nuevo vector de longitud N y aplicar una función de ventanas (90) para el vector de respuesta de frecuencia cíclicamente expandido.
6. Sistema de comunicación de la reivindicación 5, en el que la función de ventanas (90) satisface el criterio de interferencia entre símbolos cero de Nyquist.
- 30 7. Sistema de comunicación de la reivindicación 6, en el que la función de ventanas es una transformada de Fourier de una función de interpolación de coseno elevado.
8. Sistema de comunicación de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en el que un número de tonos asignados es mayor que un número total de símbolos de datos a transmitir en una duración de símbolos.
- 35 9. Procedimiento para generar una señal multiplexada por división de frecuencia para transmisión, que tiene un conjunto de tonos de frecuencia asignados a un transmisor y seleccionados entre tonos de frecuencia distribuidos por un ancho de banda predeterminado, comprendiendo el procedimiento:
  - 40 recibir una señal discreta de símbolos de datos complejos ( $C, C_j, 16$ ) de una constelación de símbolos, calcular las respuestas de frecuencia ( $A_1, \dots A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) en dichos tonos de frecuencia asignados ( $f_{i(1)}, f_{i(2)}, \dots f_{i(m)}$ ) a través de una transformada de Fourier discreta (DFT) de punto M, y producir un vector de respuesta de frecuencia ( $A_1... A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) de longitud M;
  - 45 expandir el vector de respuesta de frecuencia ( $A_1... A_m, A_j, 54, 84, 104$ ) a un nuevo vector de longitud N, mediante la inserción de símbolos de valor cero en todos los tonos de frecuencias distintos de los tonos asignados; y
  - realizar una transformada de Fourier discreta inversa de punto N en el nuevo vector para obtener un vector de muestras de señales digitales ( $S, 22$ ) que representa una función continua (CF(t)).
10. Procedimiento de la reivindicación 9, en el que los tonos de frecuencia asignados son tonos de frecuencia contiguos.
11. Procedimiento de las reivindicaciones 9 ó 10, en el que los tonos de frecuencia asignados son tonos de frecuencia separados por igual.
- 50 12. Procedimiento de una de las reivindicaciones 9 a 11, en el que la expansión y la realización de una transformada de Fourier discreta inversa de punto N se realiza de manera que el vector de longitud N es mayor que el vector de longitud M.
13. Procedimiento de una de las reivindicaciones 9 a 12, que también comprende: recibir el vector de respuesta de frecuencia, expandir cíclicamente el vector de respuesta de frecuencia al nuevo vector de longitud N y aplicar una

función de ventanas (90) al vector de respuesta de frecuencia cíclicamente expandido.

14. Procedimiento de la reivindicación 13, en el que la función de ventanas es aplicada de manera que la función de ventanas (90) satisface el criterio interferencia entre símbolos cero de Nyquist.

5 15. Procedimiento de la reivindicación 14, en el que la función de ventanas es aplicada de manera que la función de ventanas es una transformada de Fourier de una función de interpolación de coseno elevado.

16. Procedimiento de cualquiera de las reivindicaciones 9 a 15, en el que un número de tonos asignados es mayor que un número total de símbolos de datos a transmitir en una duración de símbolos.

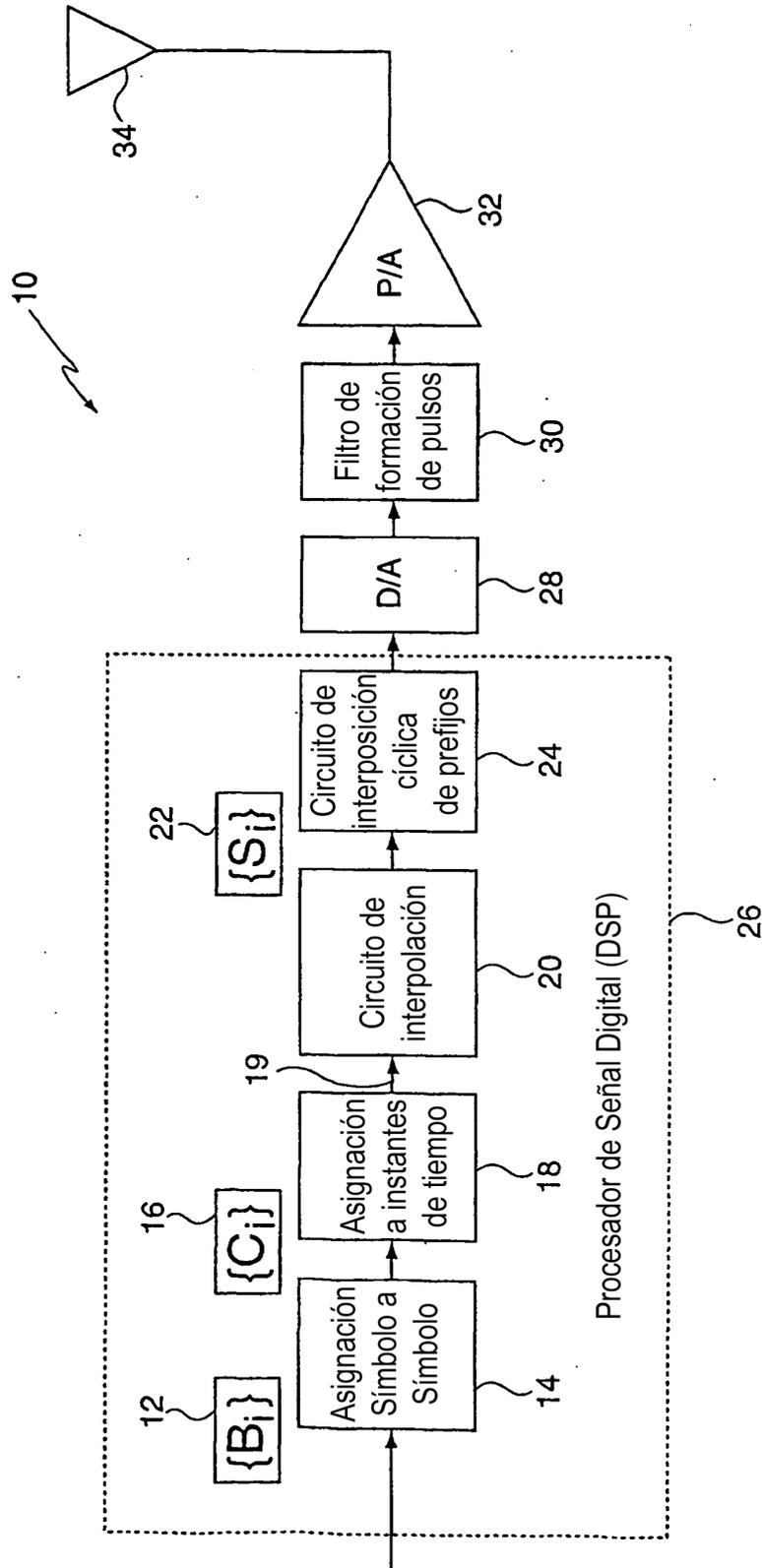


FIG. 1

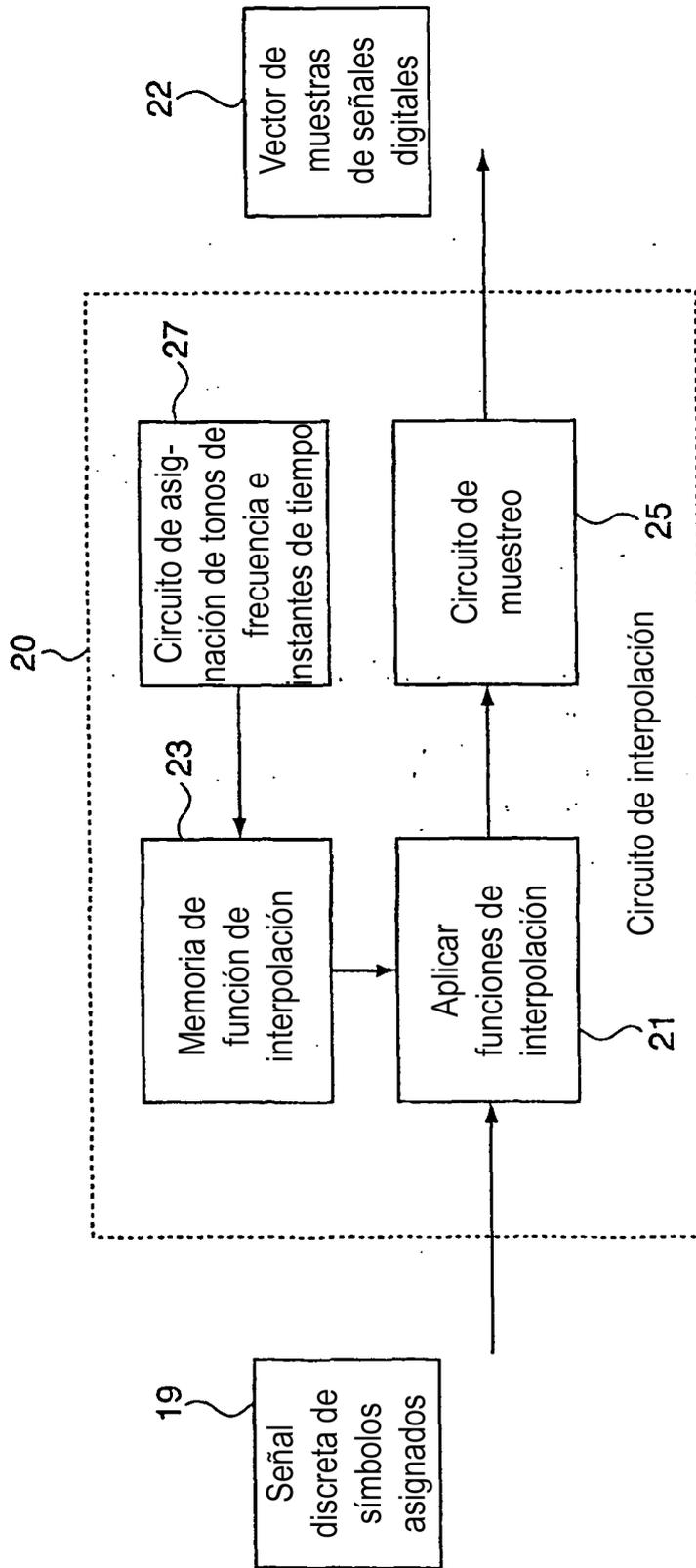


FIG. 2A

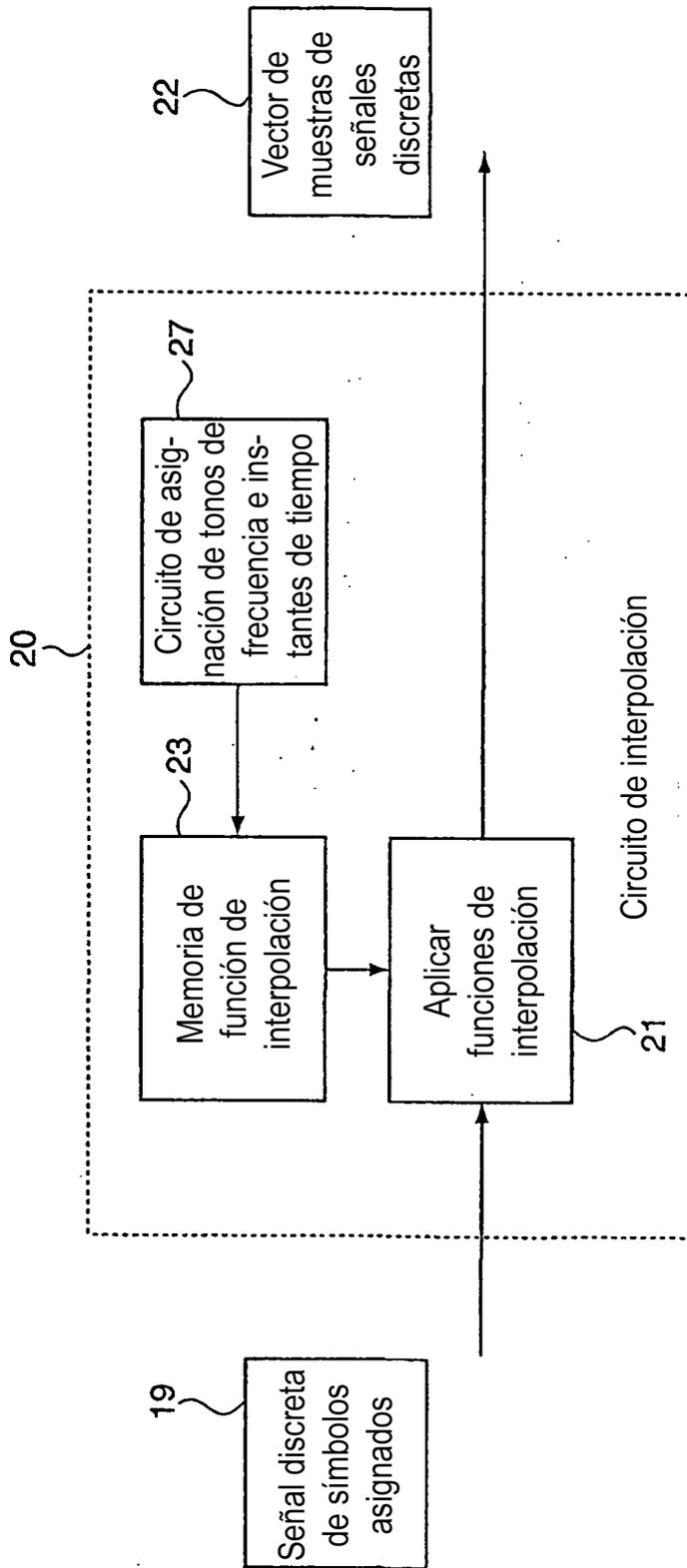


FIG. 2B

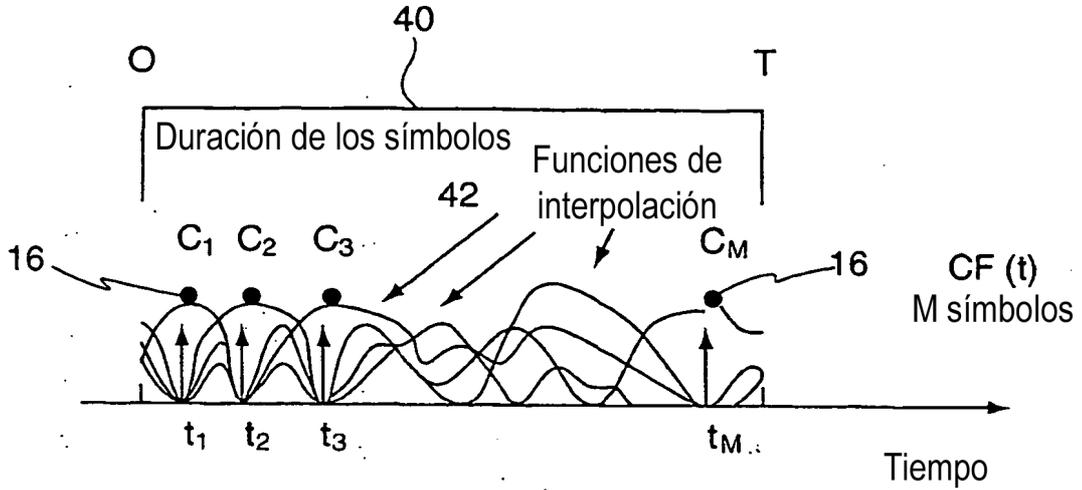


FIG. 3A

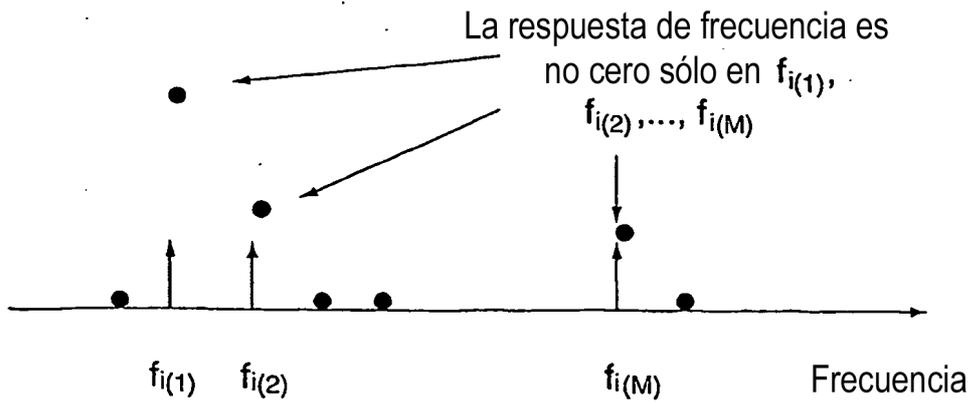


FIG. 3B

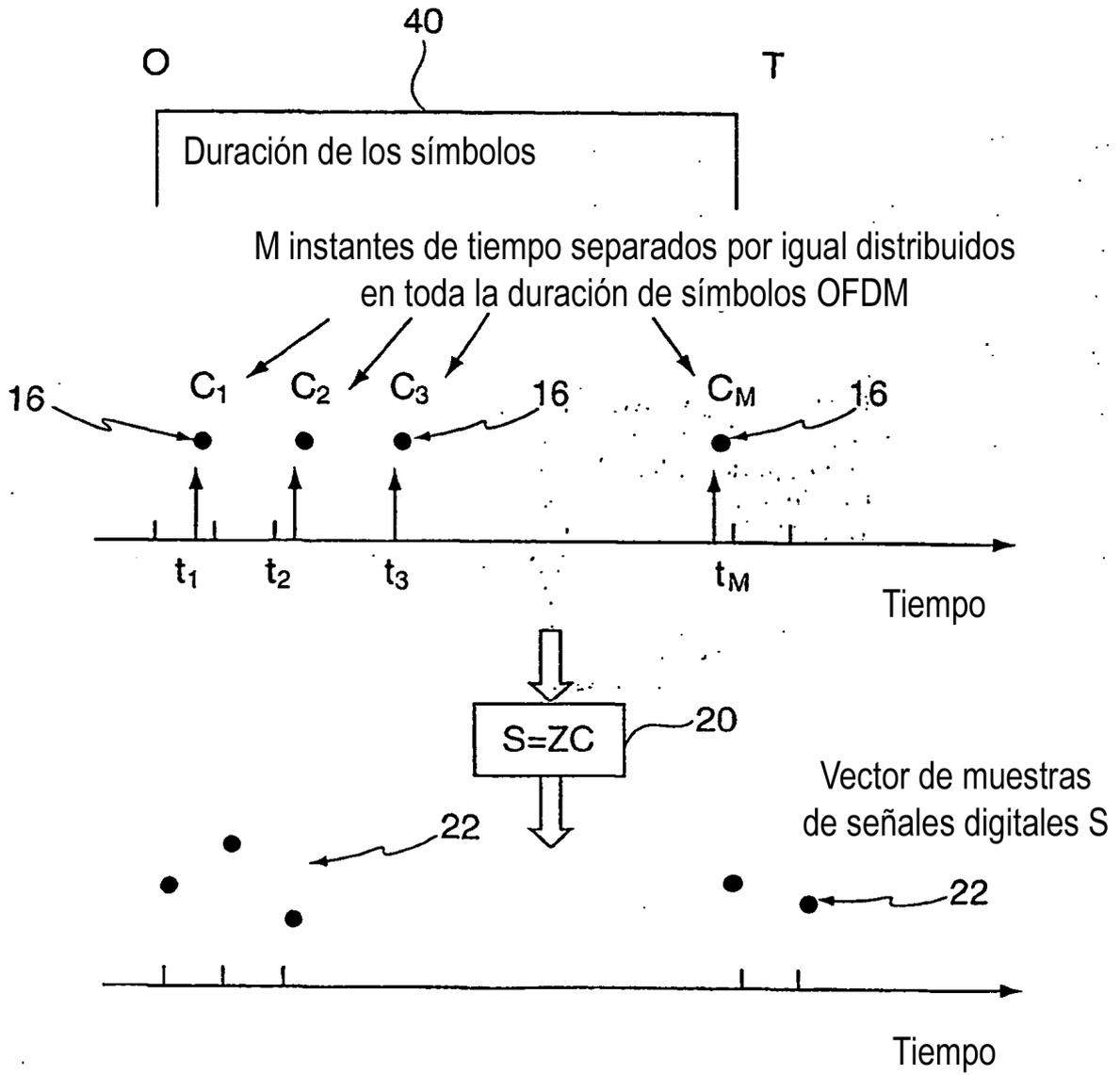


FIG. 4A

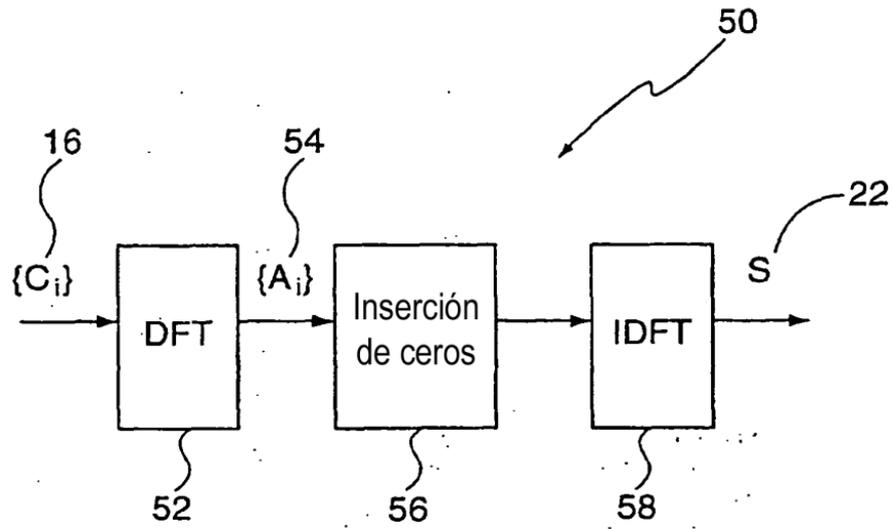


FIG. 4B

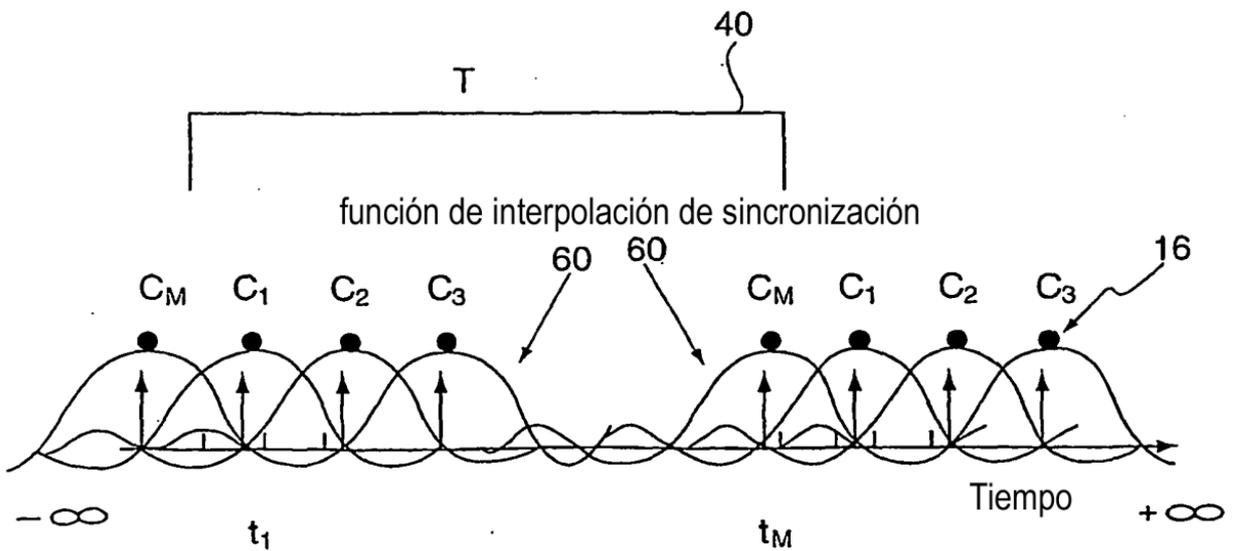


FIG. 4C

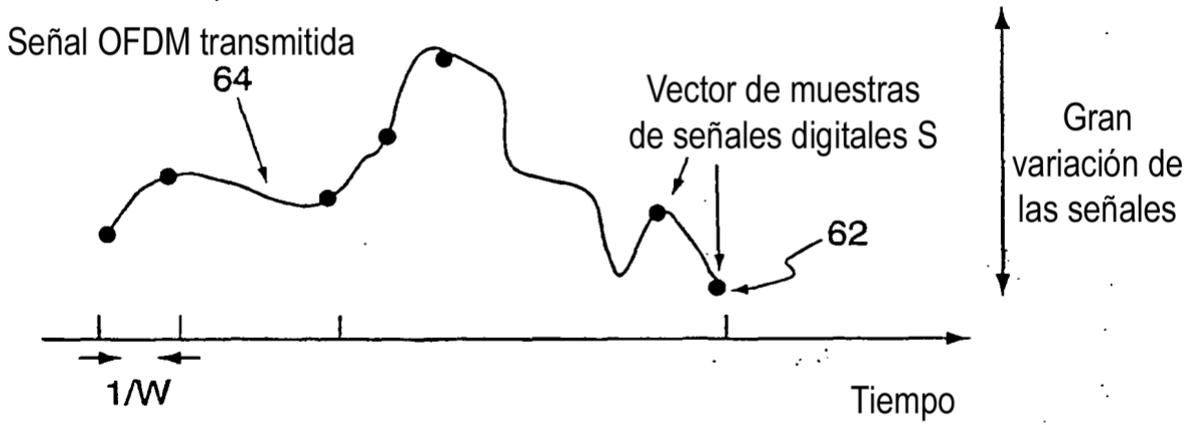


FIG. 4D

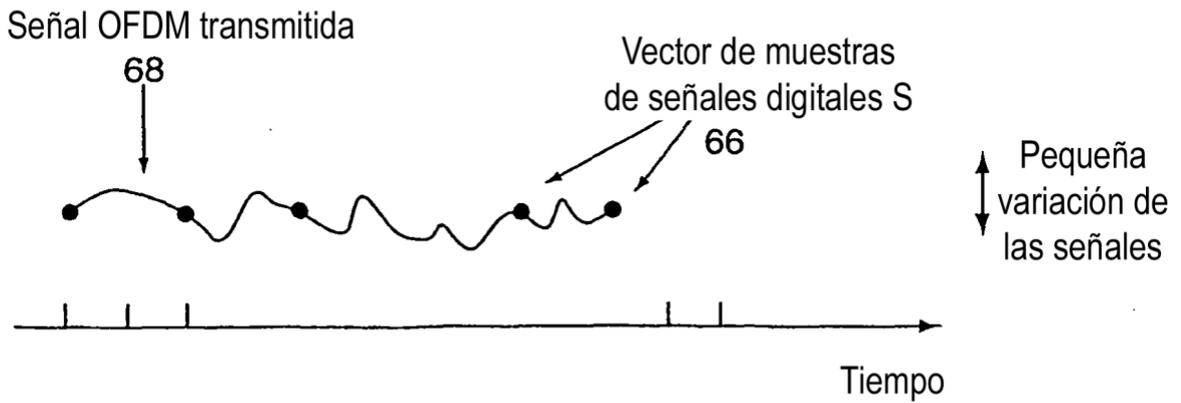
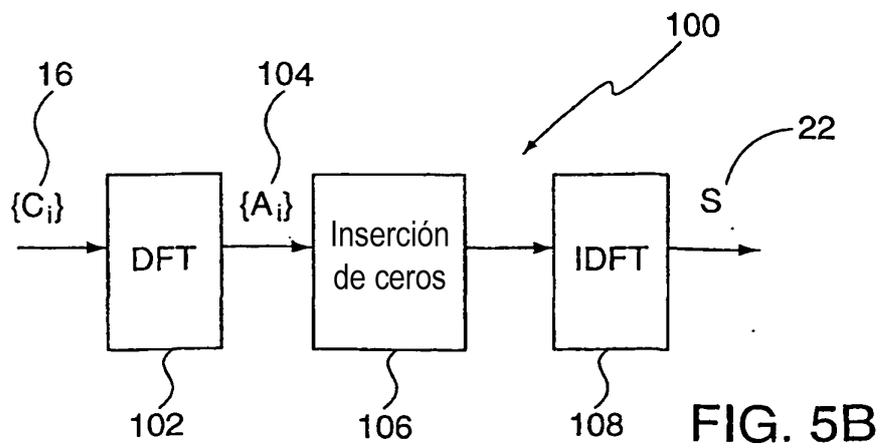
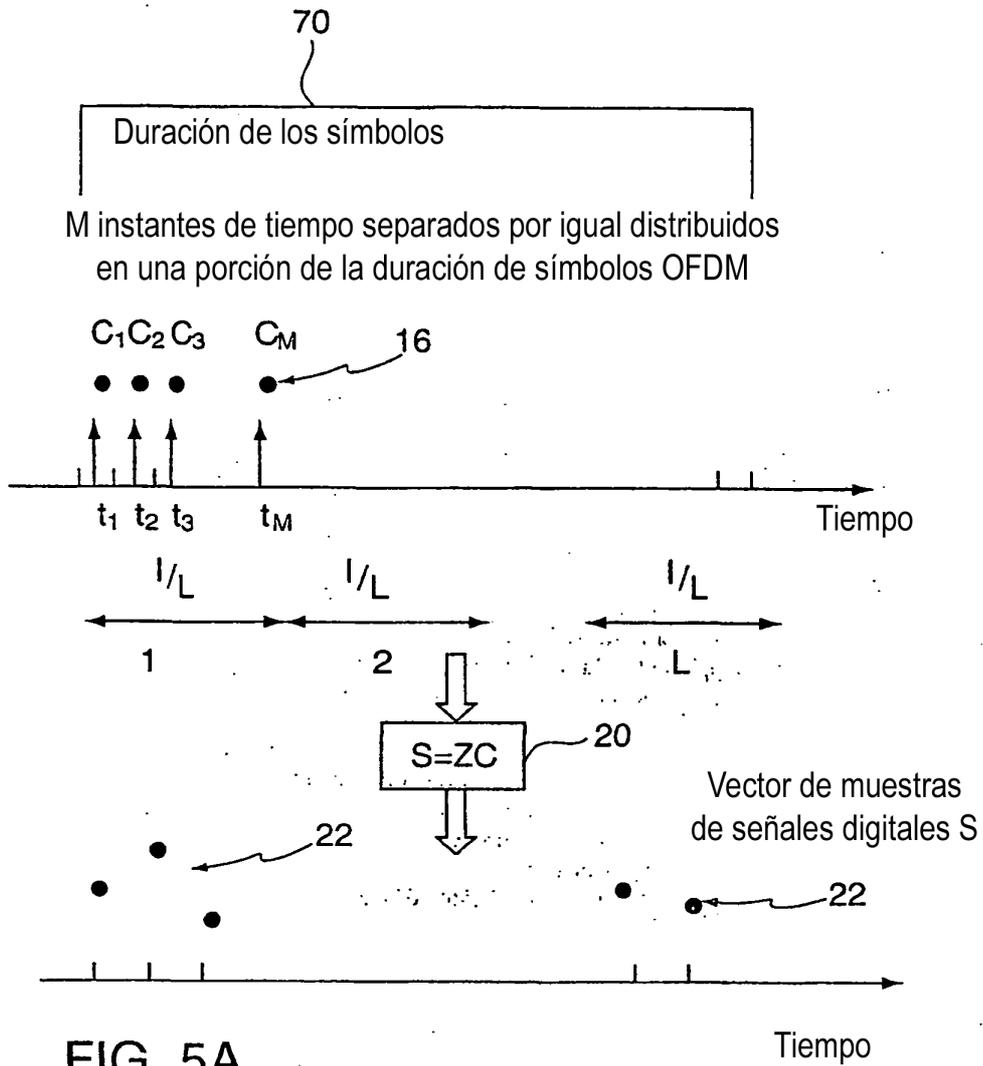


FIG. 4E



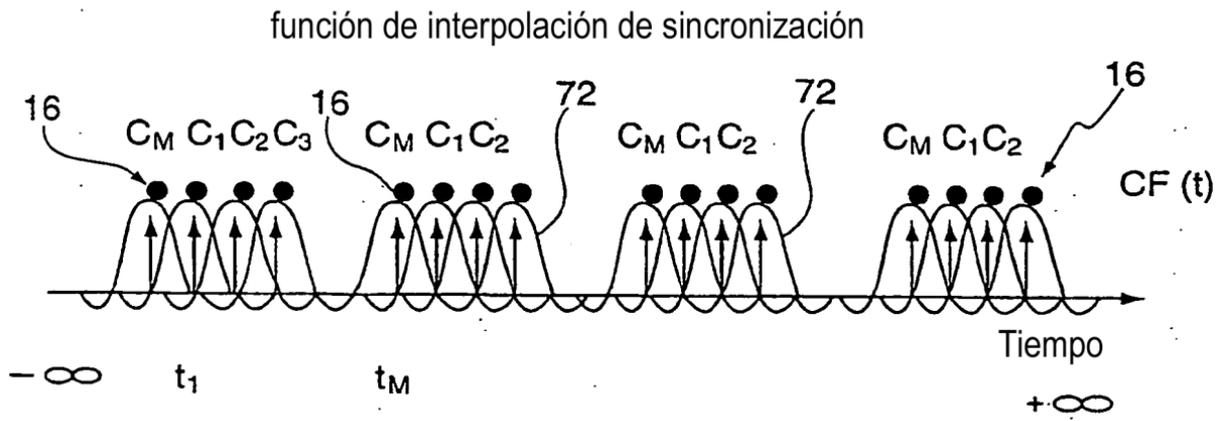


FIG. 5C

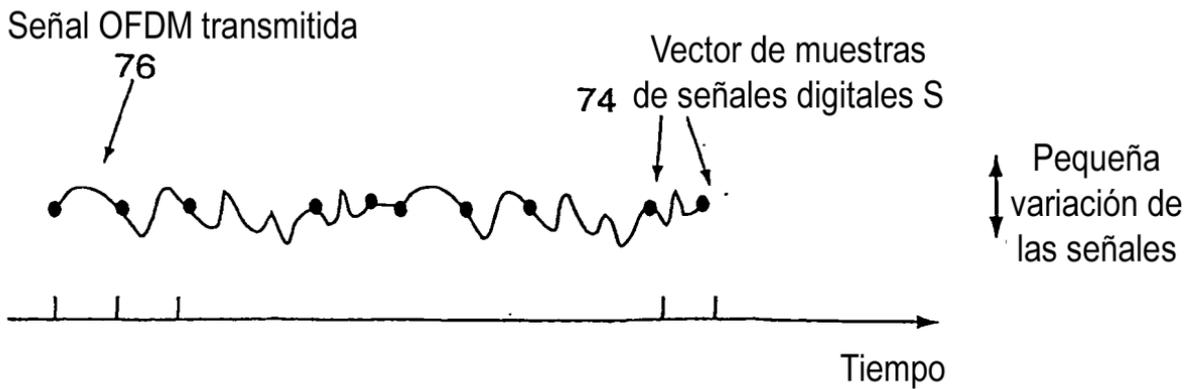


FIG. 5D

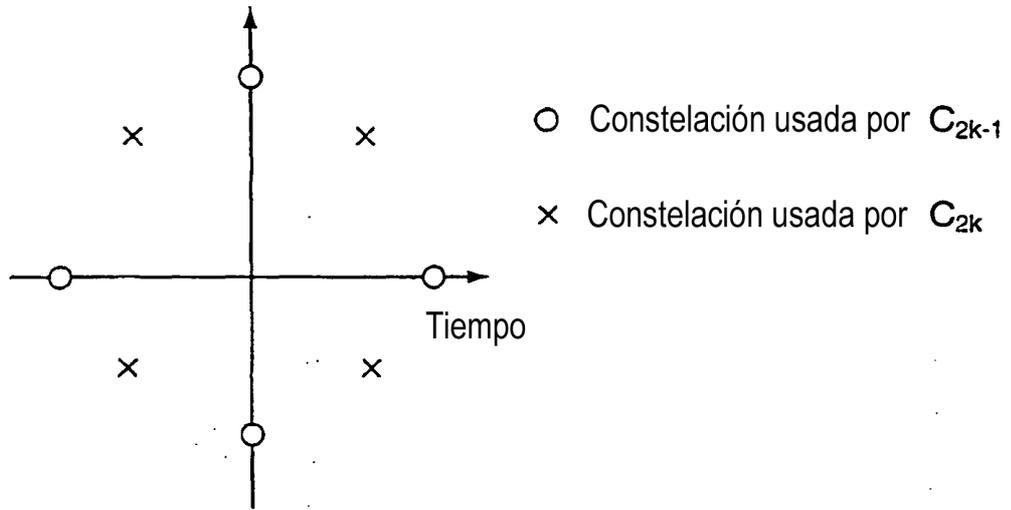


FIG. 6

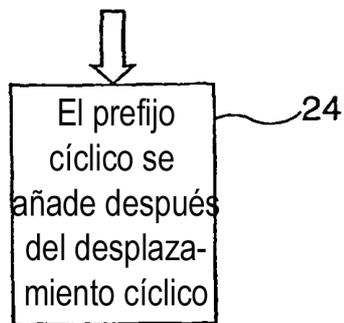
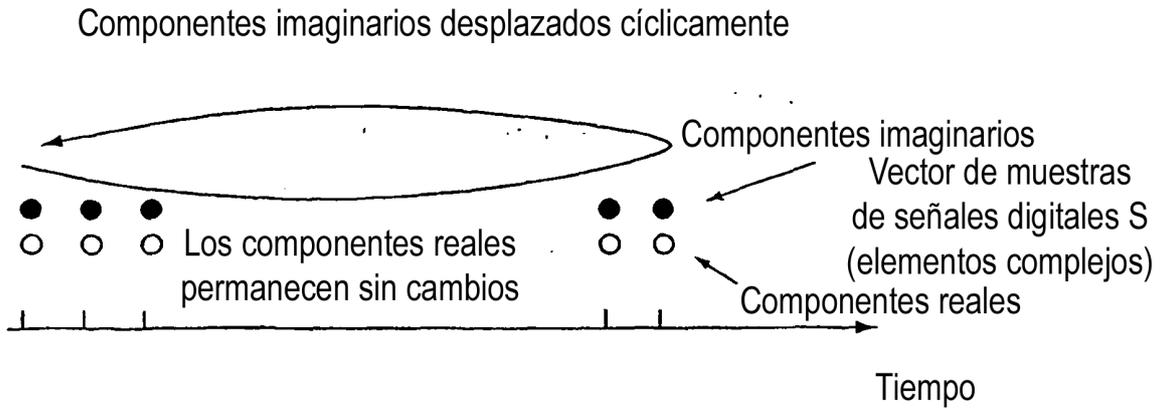


FIG. 7

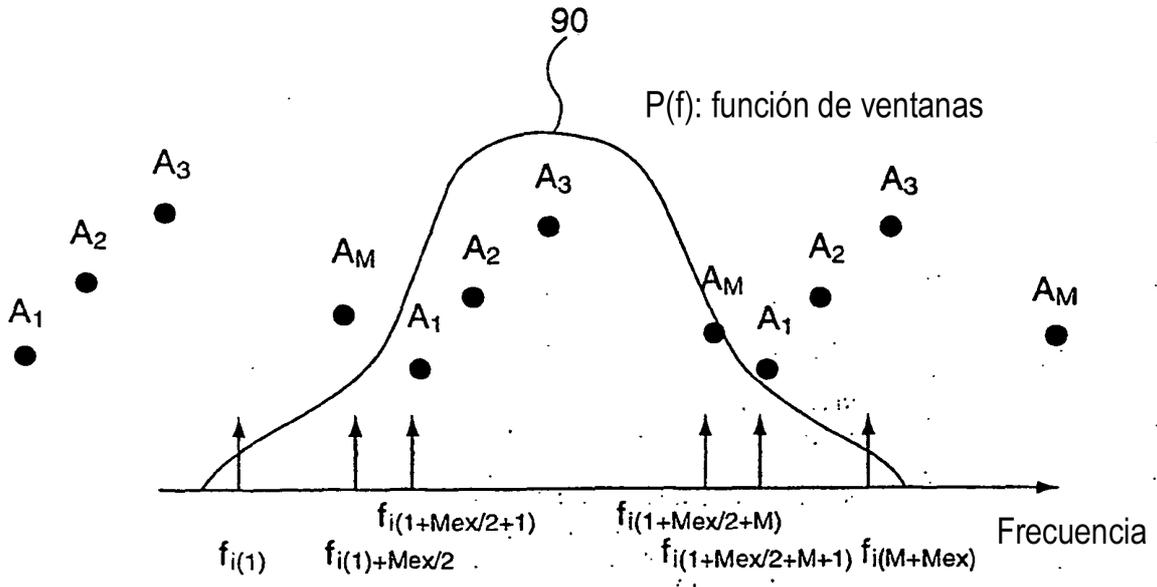


FIG. 8A

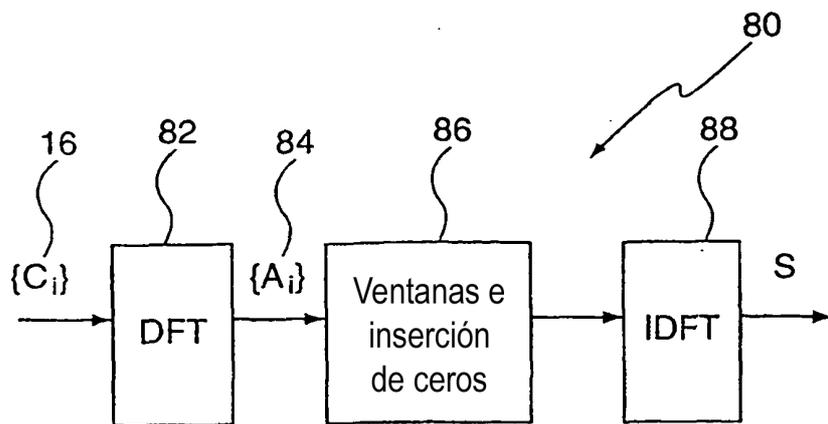


FIG. 8B

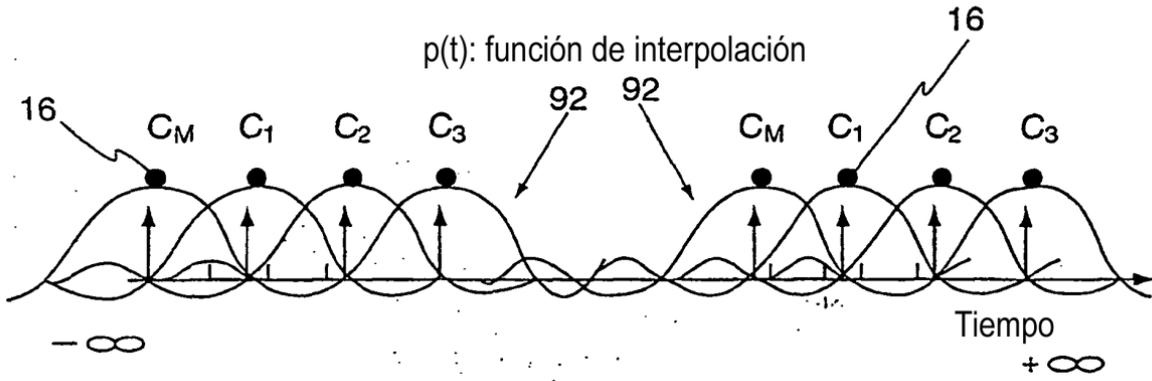


FIG. 8C

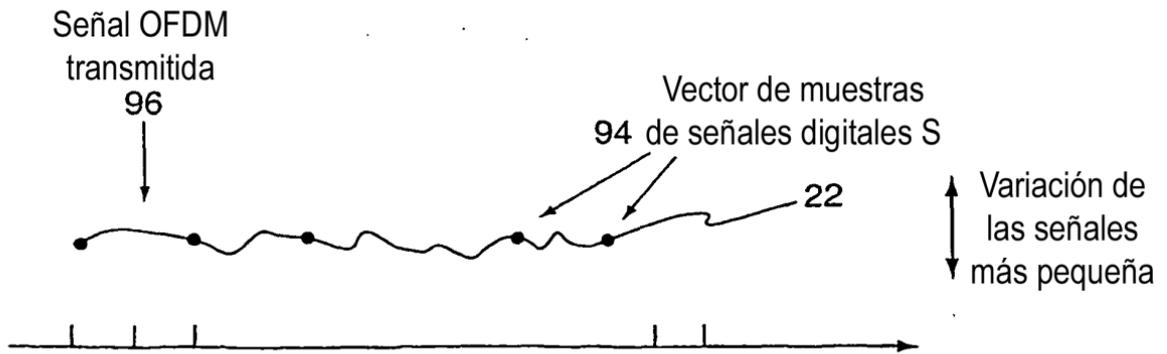


FIG. 8D