

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 820 457**

51 Int. Cl.:

**H04L 12/413** (2006.01)

**H04L 1/18** (2006.01)

**H04L 1/16** (2006.01)

**H04L 25/02** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **12.04.2011 PCT/US2011/032161**

87 Fecha y número de publicación internacional: **20.10.2011 WO11130306**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.04.2011 E 11769463 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.06.2020 EP 2559201**

54 Título: **Acuses de recibo retardados para comunicación de baja sobrecarga en una red**

30 Prioridad:

**13.04.2010 US 323434 P**

**12.04.2010 US 323326 P**

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

**21.04.2021**

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)**

**5775 Morehouse Drive**

**San Diego, CA 92121-1714, US**

72 Inventor/es:

**YONGE, LAWRENCE, W., III;**

**KATAR, SRINIVAS y**

**KRISHNAM, MANJUNATH**

74 Agente/Representante:

**FORTEA LAGUNA, Juan José**

ES 2 820 457 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

Acuses de recibo retardados para comunicación de baja sobrecarga en una red

5 **CAMPO TÉCNICO**

[0001] La presente divulgación se refiere a acuses de recibo retardados para comunicación de baja sobrecarga en una red.

10 **ANTECEDENTES**

[0002] Algunas técnicas para comunicación en una red implican modular datos en señales transmitidas a través de un medio compartido. Por ejemplo, la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), también conocida como multitono discreto (DMT), es una técnica de modulación de señal de espectro ensanchado en la que el ancho de banda disponible del medio se subdivide en una serie de canales o "portadoras" de banda estrecha, baja velocidad de transferencia de datos. Para obtener una alta eficiencia espectral, los espectros de las portadoras se superponen y son ortogonales entre sí. Los datos se transmiten en forma de símbolos que tienen una duración predeterminada y abarcan cierto número de portadoras. Los datos transmitidos en estas portadoras pueden modularse en amplitud y/o fase, usando esquemas de modulación tales como modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK), modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) o la modulación de amplitud en cuadratura de m-bits (m-QAM). De forma alternativa, también se pueden usar otras técnicas de modulación.

[0003] Muchas tecnologías de red alámbrica e inalámbrica usan un formato de unidad de datos de protocolo físico (PPDU) que incluye partes de preámbulo, encabezado y carga útil. El preámbulo generalmente consiste en una señal predeterminada (por ejemplo, transmitida en uno o más símbolos OFDM) usada para iniciar la detección de PPDU y la estimación inicial del canal para decodificar el encabezado. El encabezado proporciona información de gestión de red para que el destinatario decodifique correctamente la carga útil (por ejemplo, el índice de mapa de tonos). Además, el encabezado puede proporcionar información para el funcionamiento adecuado de la red (por ejemplo, detección de portadora virtual). La PPDU suele ir seguida de una PPDU corta posterior que proporciona el acuse de recibo de un destinatario de la PPDU. Para los medios inalámbricos y alámbricos ruidosos, el preámbulo, el encabezado y el acuse de recibo generalmente están diseñados para operar en diversas condiciones de canal y, por lo tanto, tienden a ser de duración relativamente larga para ser fiables. Sin embargo, estos elementos añaden sobrecarga en relación con la parte de las transmisiones que portan la carga útil.

[0004] El documento EP 1 271 894 A1 se refiere a un dispositivo transmisor de paquetes, un dispositivo receptor de paquetes y un sistema de transmisión de paquetes para una transmisión o recepción rápida de paquetes. Divulga un dispositivo transmisor de paquetes que está provisto de un primer medio de control que recibe una primera señal de identificación enviada desde un dispositivo receptor de paquetes y, cuando la primera señal de identificación es indicativa del permiso de transmisión de los siguientes datos, indica a los medios de transmisión que transmitan los siguientes datos y, cuando la primera señal de identificación es indicativa de inhibición de la transmisión de los siguientes datos, indica a los medios de transmisión que retransmitan los datos en cuestión.

45 **BREVE EXPLICACIÓN**

[0005] La invención se define en las reivindicaciones independientes.

[0006] En un aspecto, en general, un procedimiento para comunicación entre estaciones a través de un medio compartido comprende: recibir una primera forma de onda en una primera estación transmitida a través del medio compartido desde una segunda estación, incluyendo la primera forma de onda una carga útil que tiene múltiples segmentos, y durante la recepción de un primer segmento de la carga útil, iniciar el procesamiento de uno o más segmentos de la carga útil recibidos antes del primer segmento de la carga útil para generar información de acuse de recibo que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo los uno o más segmentos procesados, han sido decodificados correctamente por la primera estación; transmitir una segunda forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido, incluyendo la segunda forma de onda la información de acuse de recibo; y transmitir una tercera forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido, después de transmitir la segunda forma de onda, incluyendo la tercera forma de onda información de acuse de recibo que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el primer segmento de la carga útil, han sido decodificados correctamente por la primera estación.

[0007] Entre los aspectos se puede incluir una o más de las características siguientes.

[0008] Cada segmento de la carga útil comprende al menos un símbolo que tiene una longitud de símbolo predeterminada, con frecuencias de portadora de componentes de frecuencia de cada símbolo siendo múltiplos enteros de un intervalo de frecuencia determinado por el inverso de la longitud de símbolo.

- [0009] La primera forma de onda incluye información que especifica que la información de acuse de recibo para los uno o más segmentos de la carga útil está incluida en la tercera forma de onda.
- 5 [0010] La información que especifica que la información de acuse de recibo para los uno o más segmentos de la carga útil está incluida en la tercera forma de onda está representada por un número de bytes o una duración de la carga útil.
- 10 [0011] El procedimiento comprende además transmitir la tercera forma de onda en respuesta a la detección de que el número de bytes o la duración de la carga útil satisface una condición umbral.
- [0012] La primera forma de onda incluye información que especifica para cuál de los uno o más segmentos de la carga útil, está incluida información de acuse de recibo en la tercera forma de onda.
- 15 [0013] La primera forma de onda se transmite de acuerdo con uno de un protocolo de datagramas de usuario, (UDP) o un protocolo de control de transmisión (TCP).
- [0014] En otro aspecto, en general, un sistema para comunicación entre estaciones a través de un medio compartido comprende: una primera estación; y una segunda estación que transmite una primera forma de onda a través de un medio compartido, incluyendo la primera forma de onda una carga útil que tiene múltiples  
20 segmentos. La primera estación está configurada para: recibir la primera forma de onda a través del medio compartido, iniciar el procesamiento de uno o más segmentos de la carga útil recibidos antes del primer segmento de la carga útil para generar información de acuse de recibo que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo los uno o más segmentos procesados, han sido decodificados correctamente por la primera estación; transmitir una segunda forma de onda a través del medio compartido, incluyendo la segunda forma de  
25 onda la información de acuse de recibo; y transmitir una tercera forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido, después de transmitir la segunda forma de onda, incluyendo la tercera forma de onda información de acuse de recibo que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el primer segmento de la carga útil, han sido decodificados correctamente por la primera estación.
- 30 [0015] Entre los aspectos se puede incluir una o más de las características siguientes.
- [0016] La segunda estación está configurada para incluir en la primera forma de onda información que especifica que la información de acuse de recibo para los uno o más segmentos de la carga útil está incluida en la tercera  
35 forma de onda.
- [0017] La segunda estación está configurada además para especificar que la información de acuse de recibo para los uno o más segmentos de la carga útil está incluida en la tercera forma de onda, ajustando un número de bytes o una duración de la carga útil.
- 40 [0018] La primera estación está configurada para transmitir la tercera forma de onda en respuesta a la detección de que el número de bytes o la duración de la carga útil satisface una condición umbral.
- [0019] La segunda estación está configurada para incluir en la primera forma de onda información que especifica para cuál de los uno o más segmentos de la carga útil, una información de acuse de recibo está incluida en la  
45 tercera forma de onda.
- [0020] Las estaciones primera y segunda están configuradas para comunicarse de acuerdo con uno de un protocolo de datagramas de usuario (UDP) o un protocolo de control de transmisión (TCP).
- 50 [0021] Las estaciones primera y segunda negocian uno o más parámetros asociados con la transmisión de la tercera forma de onda antes de que la primera estación transmita la tercera forma de onda.
- [0022] Algunas de las muchas ventajas de la invención (algunas de las cuales pueden obtenerse solo en algunos de sus diversos aspectos e implementaciones) son las siguientes.
- 55 [0023] En los sistemas de comunicación que comunican paquetes de datos dentro de tramas respectivas, diversos factores determinan el tamaño mínimo para cualquier trama dada. Algunos sistemas usan tramas que incluyen varios símbolos de una longitud de símbolo predeterminada (o una de múltiples longitudes de símbolo predeterminadas), tales como los sistemas que usan modulación OFDM. La longitud de la trama depende del  
60 número de símbolos que componen la trama. Los símbolos pueden tener una extensión cíclica añadida para tener en cuenta las incertidumbres en la temporización debido a las características del canal, tales como la dispersión de retardo. Por tanto, una secuencia de N símbolos adyacentes puede ser más larga que N veces la longitud de símbolo. En el caso de la modulación OFDM, las portadoras más densamente separadas corresponden a una longitud de símbolo más larga, ya que las frecuencias de portadora son múltiplos enteros de un intervalo de  
65 frecuencia determinado por la inversa de la longitud de símbolo.

**[0024]** La eficiencia y el rendimiento general de la transmisión de paquetes dentro de las tramas respectivas se determina por la relación del ancho de banda dedicado a alguna forma de sobrecarga (por ejemplo, un preámbulo para el inicio de la detección de trama y la estimación del canal, datos de control de trama dentro de las tramas que incluyen datos de paquete dentro de una carga útil, tramas que no incluyen paquetes de datos, tales como paquetes de acuse de recibo y retardos entre tramas) respecto al ancho de banda dedicado a la carga útil que porta datos de paquete. En algunos casos, una trama comienza con uno o más símbolos de preámbulo para sincronización con el inicio de una trama, lo que también se suma a la sobrecarga. Una longitud de símbolo más larga puede reducir el rendimiento en casos en los que se están enviando pequeñas cantidades de datos dentro de tramas (por ejemplo, tramas que solo tienen datos de control de trama y sin carga útil) ya que la trama debe ser un múltiplo de la longitud de símbolo incluso si los datos que están siendo enviados encajan dentro de una fracción de un símbolo. Una longitud de símbolo delimitador más larga también puede reducir el rendimiento en casos en los que se están enviando una gran cantidad de datos y se aumenta el número de bits por símbolo, lo que hace que las cargas útiles de un tamaño determinado en bits se encajen dentro de menos símbolos.

**[0025]** Iniciar una trama con un símbolo delimitador que realiza algunas funciones que serían proporcionadas por un símbolo de preámbulo dedicado, y también codifica algunos datos (tales como datos de control de trama, o incluso una parte de una carga útil corta) que de otro modo se habrían enviado en un símbolo separado, puede reducir la sobrecarga y, por tanto, aumentar el rendimiento en casos en los que se pueden comunicar frecuentemente cargas útiles cortas. El símbolo delimitador también puede realizar la función de proporcionar una estimación de las características del canal.

**[0026]** El ruido de impulso que afecta al preámbulo o al control de trama afecta negativamente a la recuperación de la carga útil. Un símbolo delimitador corto, debido a su duración reducida, suele ser menos vulnerable al ruido de impulso o a picos de ruido. La reducción de la duración del preámbulo y el control de trama (por ejemplo, de 110 microsegundos a aproximadamente 50 microsegundos en algunos casos) da como resultado una reducción en los fallos al decodificar la carga útil. En algunos casos, esto se debe a la probabilidad de un evento de ruido de impulso que da como resultado la pérdida de detección de preámbulo y/o detección de control de trama que es menor para un símbolo delimitador más corto.

**[0027]** Otras características y ventajas de la invención se encontrarán en la descripción detallada, las figuras y las reivindicaciones.

## DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS

### **[0028]**

La figura 1 muestra un diagrama esquemático de una configuración de red.

La figura 2 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación.

La figura 3 es un diagrama de bloques de un módulo de codificación.

Las figuras 4A-4M son diagramas de temporización relacionados con diversos esquemas de transmisión.

Las figuras 5A - 5E son diagramas de flujo para procedimientos para procesar un símbolo delimitador.

La figura 6 es un diagrama de flujo que muestra operaciones ejemplares en un módulo de decodificación.

La figura 7A es un diagrama esquemático que muestra un esquema de codificación ejemplar para un símbolo OFDM.

Las figuras 7B y 7C son diagramas esquemáticos que muestran esquemas de codificación ejemplares para símbolos MIMO OFDM.

Las figuras 8A y 8B son diagramas de flujo que representan operaciones ejemplares durante la estimación de canal en un receptor.

La figura 9A muestra una señal ruidosa.

La figura 9B muestra una función de ventana.

La figura 9C muestra una señal filtrada.

La figura 10 representa un diagrama de temporización relacionado con un esquema que incluye transmisiones repetidas.

Las figuras 11A-11C muestran diagramas de temporización relacionados con acuses de recibo retardados.

Las figuras 12A, 12B, 13, 14A y 14B muestran diagramas de temporización de ejemplos de configuración de campos delimitadores.

La figura 15A es un diagrama esquemático de una secuencia ejemplar de transmisiones por estaciones que usan al menos un repetidor.

Las figuras 15B, 16 y 17 muestran diagramas de temporización relacionados con esquemas que incluyen transmisiones repetidas y acuses de recibo retardados.

## DESCRIPCIÓN DETALLADA

**[0029]** Hay un gran número de posibles implementaciones de la invención, demasiadas para describirlas en el presente documento. Algunas de las posibles implementaciones que se prefieren actualmente se describen a continuación. No se puede insistir demasiado, sin embargo, en que estas son descripciones de las implementaciones de la invención, y no las descripciones de la invención, que no se limita a las implementaciones detalladas descritas en esta sección, sino que se describe en términos más amplios en las reivindicaciones.

**[0030]** Como se muestra en la figura 1, una configuración de red 100 proporciona un medio de comunicación compartido 110 para una serie de estaciones de comunicación 102A - 102E (por ejemplo, dispositivos informáticos o dispositivos audiovisuales) para comunicarse entre sí. El medio de comunicación 110 puede incluir uno o más tipos de medios de comunicación físicos, tales como cable coaxial, par trenzado sin blindaje, líneas de alta tensión o canales inalámbricos (que usan ondas electromagnéticas que se propagan entre antenas transmisión y recepción), por ejemplo. La configuración de red 100 también puede incluir dispositivos tales como puentes o repetidores. Las estaciones de comunicación 102A - 102E se comunican entre sí usando la capa física predeterminada (PHY) y los protocolos de comunicación de capa de control de acceso al medio (MAC) usados por los módulos de interfaz de red 106. La capa MAC es una subcapa de la capa de enlace de datos y proporciona una interfaz con la capa PHY, según el modelo de arquitectura de red de interconexión de sistemas abiertos (OSI), por ejemplo. La configuración de red 100 puede tener cualquiera de una variedad de topologías de red (por ejemplo, bus, árbol, estrella, malla).

**[0031]** En algunas implementaciones, las estaciones usan una técnica de delimitador de baja sobrecarga, descrita a continuación, para aumentar la eficiencia de la transmisión de datos dentro de tramas a través de la red. El delimitador de baja sobrecarga también puede denominarse un delimitador de símbolo único (SSD). El SSD puede usarse en un sistema OFDM como un delimitador de inicio de trama (SOF). En algunas implementaciones, el SSD también se puede usar como delimitador para otras formas de onda, tales como acuses de recibo (por ejemplo, ACK/SACK) o solicitud para enviar/borrar para enviar formas de onda (RTS/CTS). Un símbolo delimitador generalmente se transmite antes de una secuencia de símbolos que componen una trama. En algunas implementaciones, un símbolo delimitador puede incluir portadoras codificadas con una secuencia piloto que confirma la presencia de la trama cerca de un tiempo de llegada estimado. La secuencia piloto también se conoce como preámbulo. Un símbolo delimitador también puede servir como referencia de temporización para ajustar los tiempos de muestreo para la secuencia de símbolos que siguen al delimitador, y proporcionar una estimación de las características del canal (por ejemplo, respuesta de impulso y/o respuesta de frecuencia). En algunas implementaciones, el símbolo delimitador también incluye portadoras de datos que están codificadas con datos de sobrecarga y/o datos de carga útil. Por ejemplo, las portadoras de datos de control de trama pueden codificarse con datos usados en el protocolo de capa MAC, y las portadoras de datos de carga útil pueden codificarse con al menos una parte de la carga útil de la trama, tal como un paquete de capa superior. La información de control de trama también se conoce como encabezado. En algunas implementaciones, se puede usar una trama corta para el símbolo delimitador. En algunos casos, una trama corta puede incluir el símbolo delimitador modulado con datos de control de trama (por ejemplo, una trama de acuse de recibo que indica que se ha recibido una trama anterior), o tanto datos de control de trama como una carga útil corta que se ajusta dentro del símbolo delimitador. En algunos casos, las portadoras piloto dentro de un símbolo delimitador pueden usarse para una estimación de canal inicial para decodificar los datos no piloto codificados en otras portadoras del símbolo delimitador. Tanto las portadoras piloto como las portadoras de datos no piloto se pueden usar para formar una estimación de canal más precisa para decodificar datos a partir de símbolos que siguen al símbolo delimitador.

**[0032]** En algunas implementaciones, la configuración de red 100 usa una estación de "coordinador central" (CCo). Se puede designar cualquier estación (por ejemplo, 102B) para que sirva como estación CCo en una configuración de red particular. El CCo es una estación de comunicación que proporciona ciertas funciones de coordinación para al menos algunas de las otras estaciones en la configuración de red 100. Un conjunto de estaciones que operan bajo la coordinación de un único CCo se denomina conjunto de servicios básicos (BSS). Las funciones realizadas por el CCo pueden incluir una o más de: autenticación de estaciones al unirse al BSS, suministro de identificadores para estaciones y programación y temporización de acceso al medio. En algunas implementaciones, el CCo emite una transmisión de baliza repetida a partir de la cual las estaciones en el BSS pueden determinar la información de programación y temporización. Esta transmisión de baliza puede incluir

campos que portan información usada por las estaciones para coordinar la comunicación. Aunque el formato de cada una de las transmisiones de baliza repetidas es sustancialmente similar, el contenido típicamente cambia en cada transmisión. La transmisión de baliza se repite de forma aproximadamente periódica y, en algunas implementaciones, se sincroniza con una característica del medio de comunicación 110. En algunos casos, se puede usar un coordinador Proxy (PCo) para administrar estaciones que están "ocultas" del CCo (por ejemplo, estaciones que no reciben de forma fiable señales del CCo).

**[0033]** En algunas implementaciones, los módulos de interfaz de red 106 usan protocolos que incluyen características para mejorar el rendimiento cuando la configuración de red 100 incluye un medio de comunicación 110 que exhibe características de transmisión variables. Por ejemplo, el medio de comunicación 110 puede incluir líneas de alta tensión de CA en una casa, opcionalmente acopladas a otros medios (por ejemplo, líneas de cable coaxial).

**[0034]** Los sistemas de comunicación de la línea de alta tensión usan el cableado de CA existente para intercambiar información. Debido a que está diseñado para transmisiones de baja frecuencia, el cableado de CA proporciona características de canal variables en las frecuencias más altas usadas para la transmisión de datos. Por ejemplo, las características de canal pueden cambiar dependiendo del cableado usado y el diseño real. Para aumentar la velocidad de transferencia de datos entre diversos enlaces, las estaciones pueden ajustar sus parámetros de transmisión dinámicamente. Este proceso se llama adaptación del canal. La adaptación de canal incluye proporcionar información de adaptación que especifica un conjunto de parámetros de transmisión que se pueden usar en cada enlace. La información de adaptación puede incluir parámetros tales como las frecuencias usadas, los parámetros de modulación y el esquema de corrección de errores hacia adelante (FEC).

**[0035]** El canal de comunicación entre dos estaciones cualesquiera proporcionadas por el medio de comunicación 110 puede exhibir características de canal variables tales como variación periódica en características de ruido y respuesta de frecuencia. Para mejorar el rendimiento y la estabilidad de QoS en presencia de características de canal variables, las estaciones pueden sincronizar la adaptación de canal con la frecuencia de la línea de CA (por ejemplo, 50 o 60 Hz). En general, la fase y la frecuencia del ciclo de la línea de CA presentan variaciones que dependen de la planta generadora de energía que produce la línea de CA, junto con el ruido local y los cambios de carga. La sincronización con la frecuencia de la línea de CA permite que las estaciones usen una adaptación de canal consistente optimizada para una región de fase particular del ciclo de línea de CA. Un ejemplo de dicha sincronización se describe en la solicitud de patente de los Estados Unidos N.º 11/337.946, presentada el 23/01/2006.

**[0036]** Otro aspecto de mitigar las degradaciones potenciales causadas por las características de canal variables implica el uso de un formato de modulación de señal robusto tal como OFDM. A continuación se describe un sistema de comunicación ejemplar que usa modulación OFDM.

**[0037]** Cualquiera de una diversidad de arquitecturas de sistemas de comunicación puede usarse para implementar la porción del módulo de interfaz de red 106 que convierte los datos hacia y desde una forma de onda de señal que se transmite a través del medio de comunicación. Un protocolo de comunicación para una aplicación que se ejecuta en una estación proporciona y recibe datos hacia y desde el módulo de interfaz de red 106 en segmentos o "paquetes" que son transportados dentro de la carga útil de una trama. Una "unidad de datos de protocolo MAC" (MPDU) es una trama que la capa MAC le ha pedido a la capa PHY que transporte. Una MPDU puede tener cualquiera de una variedad de formatos en base al tipo de datos que se transmiten. Una "unidad de datos de protocolo PHY (PPDU)" se refiere a la forma de onda de señal modulada que representa una MPDU que se transmite por la línea de alta tensión.

**[0038]** En la modulación OFDM, los datos se transmiten en forma de "símbolos" OFDM y una trama está compuesta por uno o más símbolos. Cada símbolo tiene una duración de tiempo predeterminada o un tiempo de símbolo  $T_s$ . Cada símbolo se genera a partir de una superposición de N formas de onda portadora sinusoidal que son ortogonales entre sí y forman las portadoras OFDM. Cada portadora tiene una frecuencia máxima  $f_i$  y una fase  $\Phi_i$  medida desde el comienzo del símbolo. Para cada una de estas portadoras ortogonales entre sí, un número entero de períodos de la forma de onda sinusoidal está contenido dentro del tiempo de símbolo  $T_s$ . De manera equivalente, cada frecuencia de la portadora es un múltiplo entero de un intervalo de frecuencia  $\Delta f = 1/T_s$ . Las fases  $\Phi_i$  y amplitudes  $A_i$  de las formas de onda de portadora pueden seleccionarse de forma independiente (según un esquema de modulación apropiado) sin afectar a la ortogonalidad de las formas de onda modulada resultantes. Las portadoras ocupan un margen de frecuencias entre las frecuencias  $f_1$  y  $f_N$  denominado el ancho de banda OFDM.

**[0039]** En referencia a la figura 2, un sistema de comunicación 200 incluye un transmisor 202 para transmitir una señal (por ejemplo, una secuencia de símbolos OFDM) a través de un medio de comunicación 204 a un receptor 206. El transmisor 202 y el receptor 206 pueden incorporarse en un módulo de interfaz de red 106 en cada estación. El medio de comunicación 204 proporciona un "canal" que representa una ruta desde una estación a otra a través del medio de comunicación 110 de la configuración de red 100.

**[0040]** En el transmisor 202, los módulos de implementación de la capa PHY reciben una MPDU de la capa de MAC. El transmisor 202 incluye un módulo de codificación, 220, un módulo de correlación 222, un módulo de modulación 224, un módulo de postprocesamiento 226 y un módulo de extremo delantero analógico (AFE) 228. El transmisor 202 forma las secuencias de símbolos que se transmitirán a través del medio de comunicación 204, incluyendo el símbolo delimitador al comienzo de la secuencia (denominada "conjunto de símbolos") como se describe con más detalle a continuación.

**[0041]** La MPDU se procesa en un módulo de codificación 220 para realizar procesamientos tales como aleatorización, codificación convolucional, intercalado y copia de diversidad. Con referencia a la figura 3, un módulo de codificación ejemplar 220 incluye un aleatorizador 300, un codificador 302, un intercalador 304 y una copiadora de diversidad 306.

**[0042]** El aleatorizador 300 proporciona a la información representada por la MPDU una distribución más aleatoria (por ejemplo, para reducir la probabilidad de largas cadenas de ceros o unos). En algunas implementaciones, los datos son sometidos a "XOR" con una secuencia de pseudo ruido (PN) que se repite usando un polinomio generador tal como:

$$S(x) = x^{10} + x^3 + 1 \quad (\text{Ec. 1})$$

**[0043]** Los bits de estado en el aleatorizador 300 se inicializan en una secuencia predeterminada (por ejemplo, todos) al comienzo del procesamiento de una MPDU. Los bits de información aleatorizados del aleatorizador 300 pueden codificarse mediante un codificador 302 que usa cualquiera de una variedad de técnicas de codificación (por ejemplo, códigos convolucionales). El codificador 302 puede generar un flujo de bits de datos y, en algunos casos, información auxiliar, tal como uno o más flujos de bits de paridad. Por ejemplo, el codificador 302 puede usar un código Turbo para generar, para cada bloque de  $m$  bits de información de entrada, un bloque de  $m$  "bits de datos" ( $d$ ) que representan la información de entrada, un primer bloque de  $n/2$  "bits de paridad" ( $p$ ) correspondiente a los bits de información, y un segundo bloque de  $n/2$  bits de paridad ( $q$ ) correspondiente a una permutación conocida de los bits de información. Juntos, los bits de datos y los bits de paridad proporcionan información redundante que se puede usar para corregir posibles errores. Este esquema produce un código con una velocidad de  $m/(m + n)$ .

**[0044]** El intercalador 304 intercala los bits recibidos desde el codificador 302. El intercalado puede realizarse, por ejemplo, en bloques correspondientes a partes predeterminadas de una MPDU. El intercalado garantiza que los datos redundantes y los bits de paridad para un determinado bloque de información se distribuyan en frecuencia (por ejemplo, en diferentes portadoras) y en tiempo (por ejemplo, en diferentes símbolos) para proporcionar la capacidad de corregir los errores que se producen debido a la interferencia de señal localizada (por ejemplo, localizada en tiempo y/o frecuencia). El intercalado puede garantizar que la información redundante para una parte determinada de la MPDU se module en portadoras que se distribuyen uniformemente sobre el ancho de banda de OFDM, de modo que no es probable que la interferencia de ancho de banda limitada corrompa a todas las portadoras. El intercalado también puede garantizar que la información redundante se module en más de un símbolo, de modo que la interferencia de banda ancha pero de corta duración no corromperá todos los símbolos.

**[0045]** En algunos modos de comunicación, llamados modos ROBO, la copiadora de diversidad 306 realiza un procesamiento adicional para generar una mayor redundancia en el flujo de datos de salida. Por ejemplo, el modo ROBO puede introducir una redundancia adicional al leer una ubicación de memoria intermedia varias veces en diferentes desplazamientos cíclicos para representar cada bit codificado por múltiples bits en la salida del módulo de codificación 220.

**[0046]** Se pueden usar otros tipos de codificadores, intercaladores y/o copiadoras de diversidad que también proporcionan redundancia para permitir que cada parte de una MPDU se recupere de menos de todas las portadoras moduladas o menos de todos los símbolos modulados.

**[0047]** En referencia de nuevo a la figura 2, los datos codificados se introducen en un módulo de correlación 222 que tiene grupos de bits de datos (por ejemplo, 1, 2, 3, 4, 6, 8, o 10 bits), dependiendo de la constelación usada para el símbolo actual (por ejemplo, una constelación BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM), y asigna el valor de datos representado por dichos bits en las amplitudes correspondientes de en fase (I) y los componentes de fase de cuadratura (Q) de una forma de onda portadora del símbolo actual. Esto da lugar a cada valor de datos asociado con un número complejo correspondiente  $C_i = A_i \exp(j\Phi_i)$  cuya parte real corresponde al componente I y cuya parte imaginaria corresponde al componente Q de una portadora con frecuencia máxima  $f_i$ . Como alternativa, se puede utilizar cualquier esquema de modulación apropiado que asocie valores de datos a formas de onda portadoras moduladas.

**[0048]** El módulo de correlación 222 también determina cuál de las frecuencias de portadora  $f_1, \dots, f_N$  (o "tonos") dentro del ancho de banda OFDM es utilizada por el sistema 200 para transmitir la información según una "máscara

de tono". Por ejemplo, se pueden evitar algunas portadoras que puedan interferir con entidades con licencia en una región en particular (por ejemplo, América del Norte), y no se irradia energía sobre esas portadoras. Los dispositivos vendidos en una región determinada se pueden programar para usar una máscara de tono configurada para esa región. El módulo de correlación 222 determina también el tipo de modulación a usar en cada una de las portadoras en la máscara de tono según un "mapa de tono". El mapa de tono puede ser un mapa de tono predeterminado (por ejemplo, para la comunicación de difusión redundante entre múltiples estaciones), o un mapa de tono personalizado determinado por una estación receptora que se ha adaptado a las características del medio de comunicación 204 (por ejemplo, para una comunicación de unidifusión más eficiente entre dos estaciones). Si una estación determina (por ejemplo, durante la adaptación de canal) que una portadora en la máscara de tono no es adecuada para su uso (por ejemplo, debido a desvanecimiento o ruido), el mapa de tono puede especificar que la portadora no se usará para modular datos, pero en su lugar, puede usar ruido pseudoaleatorio para esa portadora (por ejemplo, BPSK coherente modulada con un valor binario de una secuencia de pseudo ruido (PN)). Para que dos estaciones se comuniquen, deben usar la misma máscara de tono y mapa de tono, o al menos saber qué máscara de tono y mapa de tono está usando el otro dispositivo para que las señales puedan ser demoduladas correctamente.

**[0049]** El primer símbolo en una MPDU generalmente es un símbolo denominado símbolo delimitador. Algunas portadoras en dicho símbolo delimitador se pueden usar como portadoras piloto. Las portadoras piloto se pueden modular con una amplitud y fase predeterminadas que el receptor conoce. Dichas portadoras piloto pueden ser usadas por el receptor para diversos fines. Por ejemplo, el receptor puede detectar la presencia de las portadoras piloto (por ejemplo, usando un filtro adaptado) para determinar si se ha enviado un símbolo delimitador en una ranura temporal esperada. Cualquier desviación del tiempo de llegada del símbolo delimitador respecto del tiempo de llegada esperado se puede usar para predecir o estimar cuándo se muestrearán el siguiente símbolo. Las portadoras piloto también se pueden usar para estimar características de canal, incluyendo, por ejemplo, una respuesta de impulso del canal y los efectos del canal sobre las fases conocidas de las portadoras piloto. Las portadoras piloto se pueden distribuir uniformemente sobre una parte de la región espectral que se usa. Por ejemplo, cada cuarta portadora se puede usar como portadora piloto. Las portadoras restantes, que no se usan como portadoras piloto (también conocidas como portadoras de datos o portadoras no piloto), se pueden usar para codificar datos, incluyendo datos de control de trama y, en algunos casos, datos de carga útil. El uso de, al menos, algunas portadoras del símbolo delimitador para codificar datos reduce la sobrecarga debida a los símbolos delimitadores, mejorando así el rendimiento del sistema.

**[0050]** Un módulo de modulación 224 realiza la modulación del conjunto resultante de  $N$  números complejos (algunos de los cuales pueden ser cero para las portadoras no usadas) determinada por el módulo de correlación 222 en  $N$  formas de onda de portadoras ortogonales que tienen frecuencias máximas  $f_1, \dots, f_N$ . El módulo de modulación 224 realiza una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) para formar una forma de onda de símbolo de tiempo discreto  $S(n)$  (para una frecuencia de muestreo  $f_R$ ), que se puede escribir como

$$S(n) = \sum_{i=1}^N A_i \exp[j(2\pi i n/N + \Phi_i)] \quad (\text{Ec. 2})$$

donde el índice de tiempo  $n$  va de 1 a  $N$ ,  $A_i$  es la amplitud y  $\Phi_i$  es la fase de la portadora con frecuencia máxima  $f_i = (i/N) f_R$  y  $j = \sqrt{-1}$ . En algunas implementaciones, la transformada de Fourier discreta corresponde a una transformada rápida de Fourier (FFT) en la que  $N$  es una potencia de 2.

**[0051]** Un módulo de postprocesamiento 226 combina una secuencia de símbolos consecutivos (potencialmente superpuestos) en un "conjunto de símbolos" que puede transmitirse como un bloque continuo a lo largo del medio de comunicación 204. Para reducir las interferencias entre símbolos y entre portadoras (por ejemplo, debido a las imperfecciones en el sistema 200 y/o el medio de comunicación 204) el módulo de postprocesamiento 226 puede extender un extremo de cada símbolo con una extensión cíclica (por ejemplo, un prefijo) que es una copia del otro extremo del símbolo. El módulo de postprocesamiento 226 también puede realizar otras funciones tales como la aplicación de una ventana de conformación de impulsos a subconjuntos de símbolos dentro del conjunto de símbolos (por ejemplo, utilizando una ventana de coseno alzado u otro tipo de ventana de forma de impulsos) y la superposición de los subconjuntos de símbolos.

**[0052]** El módulo de modulación 224 o el módulo de postprocesamiento 226 pueden incluir un módulo de conformación espectral que modifica aún más el espectro de una señal que incluye símbolos modulados de acuerdo con una "máscara de amplitud" (por ejemplo, como se describe en la solicitud de Estados Unidos N.º de serie 11/614.729, presentada el 21/12/2006).

**[0053]** Aunque la máscara de tono se puede cambiar intercambiando mensajes entre estaciones en una red, la máscara de amplitud permite que una estación atenúe la potencia transmitida en ciertas portadoras sin necesidad

de intercambiar mensajes entre las estaciones. Por tanto, el módulo de conformación espectral permite la conformación espectral dinámica en respuesta a las restricciones espectrales cambiantes ajustando la amplitud de las portadoras que pueden causar interferencia. En algunos casos, el módulo de conformación espectral establece la amplitud del componente de frecuencia por debajo de un límite predeterminado en respuesta a un evento tal como la detección de una transmisión desde una entidad con licencia. La amplitud puede establecerse por debajo de un nivel predeterminado que normalmente se usa para modular la información (por ejemplo, de acuerdo con una constelación predeterminada) de modo que la potencia radiada resultante no interfiera con otros dispositivos. La máscara de amplitud también puede indicar que una portadora debe ser anulada por completo, es decir, la amplitud correspondiente ajustarse a cero. Las portadoras atenuadas aún son procesadas por la estación receptora incluso si se transmiten con amplitud cero, de modo que se conserva el esquema de modulación y codificación.

**[0054]** En general, dos estaciones de comunicación no necesariamente necesitan saber qué máscara de amplitud está usando la otra estación (o si la otra estación está siquiera usando una máscara de amplitud). Por lo tanto, en tales casos, no es necesaria ninguna modificación del esquema de modulación entre un transmisor y un receptor cuando se usa una máscara de amplitud para atenuar parcial o totalmente (es decir, apagar) una portadora. En algunos casos, la estación receptora detecta una relación señal/ruido deficiente en las portadoras atenuadas y puede excluirlas de un mapa de tono actualizado (que determina cómo se modulan las portadoras dentro de la máscara de tono), lo que indica que esas portadoras no se están usando para modular los datos. En algunos casos, es ventajoso que el receptor conozca la máscara de amplitud que fue usada por el transmisor. Por ejemplo, cuando el receptor usa suavizado (por ejemplo, filtrado en el dominio de frecuencia para reducir la energía del ruido) para generar una mejor estimación del canal (por ejemplo, por portadora), entonces el conocimiento de la amplitud de transmisión en cada portadora se puede usar para filtrar adecuadamente la estimación sin añadir distorsión.

**[0055]** En algunas implementaciones, el módulo de conformación espectral se puede incluir en el módulo de postprocesamiento 226, por ejemplo, como un filtro de muesca programable que reduce la amplitud de una o más bandas de frecuencia estrecha en la señal.

**[0056]** EL módulo AFE 228 acopla una señal analógica que contiene una versión en tiempo continuo (por ejemplo, filtrado de paso bajo) del conjunto de símbolos para el medio de comunicación 204. El efecto de la transmisión de la versión de tiempo continuo de la forma de onda  $S(t)$  por el medio de comunicación 204 puede representarse mediante la convolución con una función  $g(\tau;t)$  que representa una respuesta de impulso de la transmisión a través del medio de comunicación. El medio de comunicación 204 puede añadir ruido  $n(t)$ , que puede ser el ruido aleatorio y/o el ruido de banda estrecha emitida por una mordaza.

**[0057]** En el receptor 206, los módulos que implementan la capa PHY reciben una señal desde el medio de comunicación 204 y generan una MPDU para la capa de MAC. Un módulo de procesamiento de símbolos 230 realiza funciones tales como detección de delimitador, sincronización de tiempo y estimación de canal para proporcionar información de temporización, información de estimación de canal y valores de señal muestreados para cada símbolo a un módulo demodulador/decodificador 232. El módulo demodulador/decodificador 232 realiza una transformada de Fourier discreta (DFT) para extraer la secuencia de  $N$  números complejos que representan los valores codificados (realizando una DFT de  $N$  puntos). El módulo demodulador/decodificador 232 demodula los valores de DFT complejos para obtener las secuencias de bits correspondientes y realiza la decodificación adecuada de los bits (incluyendo desintercalado, corrección de errores y descifrado).

**[0058]** La demodulación también incluye el procesamiento de la señal recibida (por ejemplo, después de obtener los valores de DFT) para eliminar los efectos del canal sobre la señal transmitida. Una "referencia coherente" que representa los efectos del canal sobre la fase y la amplitud de las portadoras (por ejemplo, la respuesta de frecuencia sensible a la fase del canal) puede estimarse a partir de las portadoras piloto recibidas como parte del símbolo delimitador, ya que las portadoras piloto transmitidas son conocidas por el receptor. Dado que las portadoras piloto solo representan una fracción de las portadoras usadas en el símbolo delimitador, los efectos sobre las portadoras de datos (que el receptor no necesariamente conoce) pueden interpolarse en función de las portadoras piloto. Como se describe con más detalle a continuación, la información obtenida del módulo demodulador/decodificador 232 sobre qué datos se transmitieron originalmente puede devolverse al módulo de procesamiento de símbolos 230 para aumentar la precisión de la referencia coherente.

**[0059]** El módulo de procesamiento de símbolos 230 comienza a muestrear valores del medio de comunicación 204 a un tiempo de llegada previsto del delimitador que se basa en información de temporización como el valor de un reloj local que se ha sincronizado con relojes de una o más estaciones, y en algunos casos, una transmisión de baliza recibida previamente si la red incluye una estación CCo (p. ej., como se describe en la solicitud de Estados Unidos N.º de serie 11/339.293, presentada el 24/01/2006). Incluso cuando la referencia de temporización se determina en base a una transmisión de baliza recibida, aún puede haber incertidumbre en el tiempo de llegada de una trama desde una estación dada, ya que los retardos de propagación relativos entre cada una de las estaciones transmisora y receptora y la estación CCo pueden no conocerse. En algunas implementaciones, el delimitador puede estar provisto de una extensión cíclica al principio y/o al final. Con tales extensiones cíclicas, hay flexibilidad con respecto a la precisión del tiempo de inicio esperado del delimitador. Las muestras de valores

de señal que se producen al principio o al final del símbolo delimitador pueden excluirse (si el muestreo del símbolo delimitador comienza tarde o temprano) ya que esos valores se repiten tanto al final como al principio del símbolo delimitador. En algunas implementaciones, si el delimitador incluye portadoras moduladas con datos (por ejemplo, desde el control de trama y/o la carga útil, o la información de acuse de recibo), el muestreo de la señal se temporiza con mayor precisión con respecto al tiempo de inicio esperado del delimitador, dentro de cierta tolerancia, para garantizar que las portadoras que portan información de preámbulo conocida y datos desconocidos sigan siendo ortogonales.

**[0060]** El módulo de procesamiento de símbolos 230 también puede obtener información de temporización de las portadoras piloto en el símbolo delimitador. El módulo demodulador/decodificador 232 puede usar dicha información de temporización para compensar la incertidumbre en la predicción del tiempo de llegada del símbolo delimitador. Por ejemplo, incluso aunque la información no se pierde si el muestreo comienza tarde o temprano, un desfase de tiempo puede causar cambios en las fases esperadas de los valores de DFT. El módulo demodulador/decodificador 232 puede cambiar de fase todos los valores de DFT para compensar un desfase de tiempo derivado, al menos en parte, de los valores de DFT correspondientes a las portadoras piloto (dado que un cambio de tiempo en el dominio del tiempo es equivalente a un cambio de fase lineal en el dominio de la frecuencia). El desfase de tiempo también se puede usar para determinar una predicción más precisa del tiempo en el que el símbolo delimitador para una trama posterior debe llegar al receptor. La longitud de la extensión cíclica (u otra forma de intervalo de seguridad) usada para símbolos posteriores se puede hacer lo suficientemente grande como para tener en cuenta cualquier incertidumbre de temporización residual.

**[0061]** Después de que se hayan adquirido muestras del símbolo delimitador y se obtenga una referencia coherente inicial, el módulo de procesamiento de símbolos 230 puede realizar una "detección del delimitador" para confirmar la presencia del símbolo delimitador. El módulo demodulador/decodificador 232 puede demodular y decodificar, en algunos casos, simultáneamente con la detección del delimitador, los datos codificados y modulados en las portadoras de datos usando la referencia coherente inicial. Después de que los datos se hayan decodificado correctamente (por ejemplo, como lo confirma un valor de verificación de integridad), los datos se pueden volver a codificar para obtener una reconstrucción de todo el símbolo delimitador, que luego se puede usar como una referencia coherente más precisa (ya que no era necesaria interpolación alguna) para demodular y decodificar los símbolos de carga útil restantes que siguen al símbolo delimitador.

**[0062]** En algunos casos, se pueden generar referencias coherentes múltiples (y progresivamente más precisas) de forma iterativa. Por ejemplo, si algunas portadoras de datos en el símbolo delimitador se usan para datos de control de trama y algunas portadoras de datos se usan para datos de carga útil, solo los datos de control de trama se pueden demodular y decodificar en el primer paso para regenerar las portadoras piloto conocidas y volver a codificar los datos de control de trama en las respectivas portadoras del símbolo delimitador. El símbolo regenerado resultante todavía usa alguna interpolación (por ejemplo, usando filtrado o suavizado) para las restantes portadoras de datos de carga útil desconocidas. Sin embargo, en tal caso, un número menor de portadoras requiere interpolación que en el caso de la referencia coherente inicial. Se puede obtener otra nueva referencia coherente a partir del símbolo delimitador regenerado y usarla para demodular y decodificar las portadoras de datos de carga útil restantes. En algunas implementaciones, este proceso puede continuar generando una tercera referencia coherente, incluso más precisa, obtenida de un símbolo delimitador regenerado que no usa interpolación para ninguna portadora. Dicha referencia coherente se puede usar para demodular y decodificar símbolos que siguen al símbolo delimitador. La cantidad de procesamiento que se puede realizar en el símbolo delimitador puede estar limitada por la cantidad de tiempo que existe entre el final del muestreo del símbolo delimitador y el comienzo del muestreo del siguiente símbolo.

**[0063]** Cualquiera de los módulos del sistema de comunicación 200, incluidos los módulos en el transmisor 202 o el receptor 206 pueden ser implementados en hardware, software, o una combinación de hardware y software.

**[0064]** A medida que las tecnologías de red avanzan hacia la próxima generación, el beneficio de velocidades de transferencia de datos de capa física más altas se puede obtener mejor al reducir la sobrecarga debido a las señales de preámbulo, encabezado y acuse de recibo.

**[0065]** La figura. 4A muestra el diagrama esquemático de un símbolo OFDM. Con referencia ahora a la figura 4B, se muestra un diagrama esquemático de ejemplo del formato PPDU USADO en HomePlug AV. En este ejemplo, el preámbulo AV es múltiples símbolos OFDM de 5,12 microsegundos que totalizan 51,21 microsegundos de longitud. El símbolo OFDM de control de trama de AV (AVFC) tiene una longitud de 59,28 microsegundos. El preámbulo AV más AVFC totalizan aproximadamente 110,5 microsegundos de longitud. Los símbolos OFDM restantes contienen la carga útil.

**[0066]** Como se muestra en la figura 4C, la PPDU es seguida por un acuse de recibo selectivo (SACK) que se transmite a través de la PPDU corta adicional que incluye un preámbulo AV y AVFC sin símbolos de carga útil. El espacio entre tramas de respuesta (RIFS\_AV) entre la PPDU y la PPDU corta es de 80 microsegundos en este ejemplo. Por tanto, la sobrecarga total para una carga útil del protocolo de datagramas de usuario (UDP) es  $RIFS\_AV + 2 * (\text{longitud del preámbulo AV} + \text{longitud de AVFC}) = 301$  microsegundos. La tabla 1 muestra el

rendimiento y la eficiencia de UDP efectivos suponiendo una carga útil de 20.000 bytes de datos y tres velocidades de transferencia de datos de capa física de canal (PHY) diferentes: 100 Mbps, 500 Mbps y 1.000 Mbps.

Tabla 1

5

Velocidad de transferencia de datos de PHY (Mbps)	100	500	1.000
Velocidad de transferencia de datos efectiva (Mbps)	84,2	257,6	347,1
Eficiencia de UDP (%)	84,2%	51,5%	34,7%

[0067] En el caso del protocolo de control de transmisión (TCP), el problema de la sobrecarga se agrava aún más porque las PPDU devuelven los acuses de recibo de TCP, lo que añade una sobrecarga adicional. En HomePlug AV, se usa un formato PDU denominado ráfaga bidireccional (por ejemplo, como se describe en la solicitud de Estados Unidos Número de serie 12/118.613, presentada el 9/5/2008) para reducir parte de la sobrecarga asociada con los acuses de recibo de TCP. La figura 4D muestra un ejemplo de dicho formato. En el ejemplo mostrado en la figura 4D, los acuses de recibo de TCP se ajustan en un solo símbolo de carga útil OFDM, que tiene una longitud de 48,52 microsegundos. La sobrecarga total para una carga útil de TCP en este ejemplo es  $2 \cdot \text{RIFS} + 3 \cdot (\text{longitud del preámbulo AV} + \text{longitud AVFC}) + \text{símbolo de carga útil OFDM} = 540$  microsegundos.

10

15

[0068] La tabla 2 muestra el rendimiento y la eficiencia de TCP efectivos suponiendo una carga útil de 20.000 bytes de datos y tres velocidades de transferencia de datos de capa física de canal (PHY) diferentes: 100 Mbps, 500 Mbps y 1.000 Mbps.

20

Tabla 2

Velocidad de transferencia de datos de PHY (Mbps)	100	500	1.000
Velocidad de transferencia de datos efectiva (Mbps)	74,8	186,0	228,6
Eficiencia de TCP (%)	74,8%	37,2%	22,9%

[0069] Una reducción en la longitud del delimitador, el espacio entre tramas de respuesta y el símbolo OFDM que porta los acuses de recibo de TCP puede ayudar a obtener el beneficio de velocidades de transferencia de datos de PHY más altas (por ejemplo, más de 100 Mbps). En general, acortar la longitud del delimitador puede afectar negativamente a la fiabilidad del delimitador, especialmente en un medio ruidoso. Los delimitadores están diseñados de acuerdo con los canales en los que operan. Por ejemplo, en el caso de HomePlug AV, el delimitador está diseñado para ser corto y proporcionar una detección fiable en canales donde la relación señal/ruido (SNR) es inferior a 0 dB. En general, se requiere al menos 1 símbolo OFDM completo en HomePlug AV para proporcionar una estimación fiable del canal para decodificar los símbolos OFDM de carga útil.

25

30

[0070] En algunas implementaciones, el preámbulo, el control de trama y, opcionalmente, al menos una parte de la carga útil se pueden codificar en un delimitador de símbolo OFDM para reducir la sobrecarga debida al delimitador. Un ejemplo de dicho esquema de codificación se muestra en la figura 7A. En dichos esquemas, todas las transmisiones usan TDMA y están bien sincronizadas. Además, el inicio de la PDU generalmente se conoce en el receptor.

35

[0071] En algunas implementaciones, donde se usa un solo delimitador de símbolo OFDM, el punto de partida de la PDU debe detectarse con precisión. Esto se puede hacer, por ejemplo, detectando el preámbulo. En general, el receptor no conoce de antemano el comienzo de la PDU en caso de transmisiones asincrónicas tales como CSMA. En algunas implementaciones, se puede usar un tiempo predefinido, por ejemplo, el período de baliza de HomePlug AV (que se muestra en la figura 4E), y una base de tiempo de red para proporcionar la sincronización para soportar el inicio fiable de la detección y decodificación de PDU, en casos donde se usa un solo delimitador de símbolo OFDM. Dicha sincronización también se describe en la solicitud de Estados Unidos N.º de serie 11/337.946, presentada el 23/1/2006, y la patente de Estados Unidos N.º 7.558.294.

40

45

[0072] En algunas implementaciones, la duración del tiempo del delimitador (también denominado delimitador de inicio de trama (SOF)) puede reducirse, por ejemplo, a 55 microsegundos o menos. En algunas implementaciones, la duración del tiempo del SACK también se puede reducir, por ejemplo, a 27 microsegundos o menos. Dichas reducciones en las duraciones del delimitador y SACK se pueden lograr usando símbolos OFDM acortados (por ejemplo, de la mitad o menos longitud). La longitud de los símbolos OFDM acortados se puede ajustar de acuerdo con el canal. Por ejemplo, la longitud puede ser más corta para los canales buenos y más larga para los malos. Para transmisiones de baliza en dichos casos, se puede usar un preámbulo AV más largo para aumentar la posibilidad de que todas las estaciones de la red detecten las transmisiones de baliza.

50

55

[0073] Para UDP, suponiendo un SACK de medio símbolo con un RIFS reducido, por ejemplo a 20 microsegundos, usando acuses de recibo retardados, la sobrecarga es: Delimitador SOF + RIFS + SACK. En el ejemplo actual, la sobrecarga equivale a 102 microsegundos. En algunas implementaciones, el RIFS podría ser significativamente más corto que 20 microsegundos (en algunos casos, incluso cercano a cero) y podría depender de y negociarse entre el transmisor y el receptor (especificado por el receptor).

[0074] En el caso de TCP (como se muestra en la figura 4F), suponiendo un SACK de longitud de medio símbolo con carga útil de acuse de recibo de TCP, acuses de recibo retardados para los últimos bloques de PHY de modo que el RIFS se puede reducir, por ejemplo, a 20 microsegundos, y el acuse de recibo de los ACK de TCP retardarse, por ejemplo al SOF de la próxima transmisión, la sobrecarga se puede calcular como: Delimitador SOF + RIFS + SACK. En este ejemplo, la sobrecarga es, por lo tanto, de 102 microsegundos.

[0075] La tabla 3 muestra el rendimiento y la eficiencia de UDP y TCP efectivos suponiendo una carga útil de 20.000 bytes de datos y tres velocidades de transferencia de datos de capa física de canal (PHY) diferentes: 100 Mbps, 500 Mbps y 1.000 Mbps. Se puede ver en la tabla 3 que el rendimiento y la eficiencia se pueden aumentar significativamente mediante el uso de SACK acortados y retardados.

Tabla 3

Velocidad de transferencia de datos (Mbps)	100	500	1.000
Velocidad efectiva de PHY (Mbps)	94,0	379,1	610,7
Eficiencia de TCP/UDP (%)	94,0%	75,8%	61,1%

Delimitador de símbolo OFDM único para MIMO

[0076] Se pueden asignar conjuntos de portadoras de preámbulos a cada uno de los N transmisores en un sistema N x M de entrada múltiple/salida múltiple (MIMO) donde N es el número de transmisores (o antenas de transmisión) y M es el número de receptores (o antenas de recepción) y donde M es típicamente igual o mayor que N. Un esquema de codificación de ejemplo para un sistema MIMO se muestra en la figura 7B. En este ejemplo (para 2x2 MIMO en la línea de alta tensión), el 25% de las portadoras del preámbulo se asignan a uno de los dos transmisores y otro 25% de las portadoras del preámbulo se asignan al otro transmisor. En algunas implementaciones de sistemas MIMO para operar en medios de línea de alta tensión, se pueden implementar múltiples antenas utilizando diferentes emparejamientos de los tres conductores del medio de línea de alta tensión (línea, neutro y tierra). Por ejemplo, las estaciones pueden usar un voltaje aplicado entre los conductores de línea-neutro como la primera antena y un voltaje aplicado entre los conductores de línea y tierra como la segunda antena para transmitir y recibir la señal MIMO. Suponiendo que la longitud de la respuesta de impulso del canal es menor que 1/4 de la longitud de símbolo para el delimitador de símbolo único (SSD), el receptor puede obtener una estimación precisa de la matriz completa del canal MIMO para todos los operadores al interpolar las portadoras de cada conjunto de portadoras de preámbulos de cada transmisor. La suposición de que la respuesta de impulso del canal es 1/4 de la longitud del SSD se realiza ya que el 25% de las portadoras se usan para cada preámbulo. En este ejemplo, otra suposición es que las separaciones de portadoras son uniformes para cada conjunto de portadoras de preámbulo. La segunda suposición también puede hacerse para sistemas que no son MIMO. Aunque el SSD de MIMO aún puede incluir portadoras de control de trama y operadores de carga útil, en general, el número de dichos operadores no de preámbulo es menor en comparación con los sistemas que no son MIMO. En algunas implementaciones, el número de portadoras de preámbulo requeridas para el SSD de MIMO depende de uno o más de separaciones de portadoras, la longitud de la respuesta de impulso del canal y la relación señal/ruido de las portadoras en el receptor. Las partes de las portadoras de SSD asignadas al preámbulo, control de trama y carga útil pueden seleccionarse en función de diversas condiciones del canal.

[0077] La matriz completa de canales MIMO para 2 x 2 se calcula en 4 etapas.

1. Las portadoras de preámbulo transmitidas por el primer transmisor (TX1) y recibidas por el primer receptor (RX1) se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación del primer elemento de matriz H11 para todas las portadoras.
2. Las portadoras de preámbulo transmitidas por TX1 y recibidas por el segundo receptor (RX2) se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación del segundo elemento de matriz H12 para todas las portadoras.
3. Las portadoras de preámbulo transmitidas por TX2 y recibidas por RX1 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación del tercer elemento de matriz H21 para todas las portadoras.
4. Las portadoras de preámbulo transmitidas por TX2 y recibidas por RX2 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación del cuarto elemento de matriz H22 para todas las portadoras.

**[0078]** Cada una de las cuatro etapas anteriores puede ejecutarse independientemente de las demás. Por ejemplo, las etapas pueden ejecutarse en cualquier orden o incluso en paralelo. Una vez que se calcula la matriz de canal  $2 \times 2$  MIMO, la decodificación de la carga útil de MIMO se realiza aplicando la matriz para separar los flujos de control de trama y/o de carga útil individuales de cada transmisor TX1 y TX2.

**[0079]** El control de trama puede codificarse de diversas maneras. En algunas implementaciones, el control de trama se codifica y luego se codifica en copia para la redundancia. La codificación también puede incluir codificación de control de errores tal como codificación FEC. En algunas implementaciones, el flujo de control de trama codificado se divide en múltiples flujos de datos, un flujo de datos para cada transmisor. En el caso de la codificación de copia, los múltiples flujos pueden subdividirse de manera que se seleccionen bits de información y paridad para cada flujo para maximizar la separación en frecuencia para diferentes copias de cada bit. La decodificación de los datos recibidos en un receptor incluye el procesamiento de los flujos en cada uno de los múltiples receptores (o antenas de recepción) y la combinación de las copias. La decodificación también puede incluir realizar la decodificación FEC, preferentemente usando un turbo, verificación de paridad de baja densidad (LDPC) o un código de corrección de errores similar.

**[0080]** En algunas implementaciones, la información de control de trama se codifica de modo que cada transmisor envía una parte de las portadoras de control de trama codificadas. Un ejemplo de dicho esquema se muestra en la figura 7C. Dichos esquemas para codificar el control de trama pueden mejorar el rendimiento, así como la estimación de la matriz de canales MIMO. La figura 7C muestra un ejemplo de  $2 \times 2$  MIMO donde la mitad de las portadoras de control de trama son transmitidas por el transmisor (o antena de transmisión) TX1 y la otra mitad son transmitidas por el transmisor (o antena de transmisión) TX2. En este ejemplo, la decodificación de la señal en los receptores (o antenas de recepción) RX1 y RX2 se realiza de la siguiente manera:

1. La matriz completa de canales  $2 \times 2$  MIMO se estima como se describió anteriormente.
2. H11 se usa con RX1 y H12 con RX2 para decodificar las portadoras de control de trama transmitidas por TX1.
3. H21 se usa con RX1 y H22 con RX2 para decodificar las portadoras de control de trama transmitidas por TX2.
4. El conjunto completo de portadoras de control de trama se usa para decodificar la información de control de trama, incluyendo la corrección de errores usando, por ejemplo, un esquema FEC y combinación de copias, y verificando que la información de control de trama se decodificó correctamente (por ejemplo, usando una verificación de redundancia cíclica (CRC)).
5. Si la CRC del control de trama es válida, el control de trama se vuelve a codificar para generar el estado de transmisión de las portadoras de control de trama en TX1 y TX2 (la nueva codificación y regeneración del estado de transmisión puede incluir codificación FEC, generación de copias, y realización de modulación). Dado que se determinó que la CRC es válida, cualquier error que pueda haber existido en la información de control de trama antes de que fuera decodificada por FEC estará ausente de la información de control de trama recientemente codificada nuevamente, lo que permite que el estado de transmisión se regenere incluso para portadoras que pueden haber portado demasiado ruido para demodular adecuadamente cuando se recibieron por primera vez.
6. Las portadoras de preámbulo y control de trama transmitidas por TX1 y recibidas por RX1 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación revisada para el primer elemento de matriz H11 para todas las portadoras.
7. Las portadoras de preámbulo y control de trama transmitidas por TX1 y recibidas por RX2 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación revisada para el segundo elemento de matriz H12 para todas las portadoras.
8. Las portadoras de preámbulo y control de trama transmitidas por TX2 y recibidas por RX1 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación revisada para el tercer elemento de matriz H21 para todas las portadoras.
9. Las portadoras de preámbulo y control de trama transmitidas por TX2 y recibidas por RX2 se interpolan y opcionalmente se filtran para obtener una estimación revisada para el cuarto elemento de matriz H22 para todas las portadoras.

**[0081]** Cada una de las cuatro etapas anteriores 6-9 puede ejecutarse independientemente de las demás. Por ejemplo, las etapas pueden ejecutarse en cualquier orden o incluso en paralelo.

**[0082]** En otro enfoque, un conjunto adicional de portadoras puede codificarse en MIMO con información de carga útil y, usando la matriz de canales MIMO determinada en las etapas 6-9, el segmento de carga útil puede decodificarse, verificarse por CRC y volverse a codificar para determinar el estado del resto portadoras en el símbolo. Se puede realizar un procesamiento adicional usando las portadoras de preámbulo conocidas, de control de trama conocidas y de carga útil conocidas para estimar una matriz de canales MIMO más precisa para decodificar la carga útil codificada en MIMO de los símbolos sucesivos (o restantes).

**[0083]** En algunas implementaciones, el filtrado (o suavizado y/o interpolación) durante la estimación del canal incluye la explotación de la longitud del símbolo que es significativamente más larga que la longitud de respuesta de impulso del canal y el filtrado (por ejemplo, usando un filtro FIR) de conjuntos de portadoras en el dominio de la frecuencia para lograr el efecto de enventanado de la respuesta de impulso estimada en el dominio de tiempo. En algunos casos, esto reduce el ruido. Por ejemplo, se puede usar una ventana de coseno elevada para enventanar la respuesta al impulso donde los valores distintos de cero de la ventana pueden ser una pequeña parte de la longitud del símbolo y el resto de la estimación de la respuesta de impulso se establece en cero. En algunas implementaciones, las portadoras de preámbulo se procesan posteriormente para estimar la ubicación en la respuesta de impulso donde la ventana debe centrarse. Típicamente, las ventanas se centran alrededor del pico de la respuesta de impulso.

**[0084]** Las figuras 8A, 8B representan diagramas de flujo de operaciones ejemplares en el proceso de estimación de canal. Típicamente, las operaciones representadas en la figura 8A logran sustancialmente el mismo efecto que las operaciones representadas en la figura 8B. En la figura 8A, las estimaciones de canal de las portadoras de preámbulo o referencia se filtran usando un filtro (por ejemplo, un filtro FIR digital) en el dominio de frecuencia. El filtro FIR puede ser una representación en el dominio de frecuencia de una función de ventana correspondiente. En la figura 8B, las estimaciones se convierten al dominio del tiempo usando una transformada tal como una IFFT para producir una estimación de la respuesta de impulso del canal (figura 9A). En algunas implementaciones, el postprocesamiento adicional de las portadoras del preámbulo se realiza para determinar la ubicación en la respuesta de impulso donde la ventana necesita estar centrada. La respuesta de impulso se multiplica por una ventana (tal como la que se muestra en la figura 9B) de modo que se elimina el ruido fuera del intervalo de la ventana, lo que da como resultado una estimación filtrada del ruido de la respuesta de impulso del canal (figura 9C). La estimación filtrada del ruido puede transformarse nuevamente al dominio de frecuencia usando otra transformada tal como la FFT.

**[0085]** En algunas implementaciones, la verificación CRC en el control de trama se usa para determinar si hay una señal válida presente. Si se determina que la CRC es válida, entonces confirma la presencia de un inicio válido de PPDU. En algunas implementaciones, también se puede usar la corrección de las portadoras de preámbulo para confirmar la presencia de un inicio válido de PPDU.

#### DETECCIÓN DE PORTADORA RÁPIDA (CORTA EN EL TIEMPO) EN UN CANAL RUIDOSO

**[0086]** En general, la detección por detección de portadora de energía simple no se puede usar de manera fiable en la línea de alta tensión debido a condiciones de SNR muy bajas. En dichas condiciones, el cambio de energía en el canal es muy pequeño y el ruido de impulso es típicamente grande. Dichas condiciones típicamente dan como resultado un alto número de falsos negativos y falsos positivos. Los sistemas que operan en dichas condiciones de SNR bajo, tales como HomePlug AV, dependen de la detección basada en correlación de la señal de preámbulo para la detección de portadora.

**[0087]** En general, el tiempo de la ranura de contención para sistemas tales como el HomePlug AV es significativamente menor que el tiempo del símbolo de control de trama o el tiempo del símbolo OFDM de datos. Por ejemplo, HomePlug AV detecta el preámbulo para la detección de portadora mediante el uso de símbolos OFDM de 5,12  $\mu$ S para el preámbulo. Esto es típicamente 1/8 de la longitud de los símbolos OFDM usados para el control de trama y la carga útil.

**[0088]** En algunas implementaciones, donde las portadoras en un símbolo delimitador están codificadas con uno o más datos de control de trama y carga útil además del preámbulo, la señal del preámbulo no puede detectarse de manera fiable a menos que se muestree todo el símbolo. Solo cuando se muestrea todo el símbolo y se extraen las portadoras del preámbulo mediante una transformada tal como la FFT, se puede confirmar la presencia del preámbulo. Cuando las portadoras en un símbolo delimitador también se codifican con datos no del preámbulo, los datos de ciertas portadoras dentro del delimitador (y, por lo tanto, el contenido del delimitador en su conjunto) son desconocidos para el receptor. En dichos casos, el receptor no puede realizar una detección del delimitador basada en la correlación en el dominio del tiempo (o filtrado emparejado) ya que el receptor no conoce el patrón de señal en el dominio de tiempo del delimitador. En algunas implementaciones, esto se soluciona copiando al menos una parte del símbolo del delimitador y transmitiendo la parte copiada como una extensión del delimitador justo antes de transmitir el delimitador. En algunas implementaciones, la extensión es una copia de una parte corta al comienzo del símbolo OFDM delimitador, opcionalmente con un desfase fijo. Esto se ilustra a modo de ejemplo en la figura 4G. En dichos casos, el receptor usa correlación para comparar la extensión con el comienzo del símbolo delimitador para la detección de detección de portadora, si se detecta una detección de portadora en una

ranura de contención, las estaciones diferirán la transmisión. En algunas implementaciones, esta extensión también se puede usar para configurar el control automático de ganancia (AGC). En algunas implementaciones, se necesita el enventanado de la extensión y/o el símbolo delimitador para mantener las muescas espectrales (por ejemplo, muescas usadas para reducir la radiación en bandas restringidas, tales como las bandas de Amateur). Esta extensión no es necesaria para el SACK o para las PPDU enviadas usando TDMA.

**[0089]** En algunas implementaciones, la extensión está separada del delimitador por un desfase predeterminado. La longitud del desfase, la longitud de la copia y la longitud de las ranuras de contención se pueden seleccionar en base a uno o más factores. Por ejemplo, la detección de preámbulo (detección de portadora) debe producirse dentro de una ranura de contención (muestreo de señal más latencia de hardware) para un retroceso para una operación CSMA adecuada. En dichos casos, la longitud de la copia más el desfase debe ser menor que el tiempo de la ranura de contención. Sin embargo, la longitud de la copia y el desfase deben ser lo suficientemente largos como para admitir una detección de señal suficientemente fiable en condiciones de canal esperadas. En algunas implementaciones, también se considera el efecto de la ventana sobre la fiabilidad de detección de señal. En algunas implementaciones, la copia es lo suficientemente larga como para que el AGC se establezca antes de muestrear la señal del delimitador para detectar el preámbulo (para sincronización de tiempo y estimación de canal), el control de trama y, si está presente, la carga útil.

**[0090]** El mecanismo rápido de detección de portadora permite reducir la duración del tiempo de la ranura de contención para mejorar el rendimiento de CSMA. Sin la detección de portadora rápida, todo el SSD debe procesarse para determinar la presencia de una señal (es decir, la detección de portadora). Esto da como resultado que el tiempo de contención sea posiblemente mayor que el SSD y también conlleva una latencia adicional debido al aumento del procesamiento. Por ejemplo, en HomePlug AV, la duración del símbolo OFDM es de 40,96 microsegundos, y el tiempo de la ranura de contención es de 35,84 microsegundos. El uso de SSD sin detección de portadora rápida en los sistemas basados en HomePlug AV hace que el tiempo de la ranura de contención sea superior a 40,96 microsegundos. El uso de detección de portadora rápida mantiene el tiempo de la ranura de contención en 35,84 microsegundos o, en algunos casos, lo reduce aún más.

#### SINCRONIZACIÓN

**[0091]** En algunas implementaciones, las ranuras de contención incluyen ranuras de resolución de prioridad (PRS) y ranuras de resolución de contención (CRS) que se usan y que están totalmente sincronizadas con el período de baliza. Esto se ilustra a modo de ejemplo en la figura 4H. Típicamente, las transmisiones de PPDU (excluyendo los SACK) se inician en los límites de CRS. Las PRS se usan para permitir que algunas estaciones afirmen prioridad, como se describe con más detalle a continuación.

**[0092]** En algunas implementaciones, el receptor muestrea y procesa la señal para detectar una portadora antes del final de la siguiente CRS. Si se detecta una portadora, el receptor típicamente muestrea el primer símbolo OFDM (delimitador) y detecta el preámbulo usando la correlación en el dominio de frecuencia (después de una transformada tal como la FFT). Las portadoras de preámbulo se usan para estimar el tiempo para muestrear los símbolos OFDM de carga útil después del delimitador y estimar el canal para decodificar el control de trama. En algunas implementaciones, después de una exitosa decodificación FEC y verificación CRC, el control de trama se vuelve a codificar y se combina con el preámbulo para generar una mejor estimación del canal para decodificar la carga útil y/o el control de trama en el delimitador. En algunas implementaciones, el primer bloque FEC de carga útil decodificada con éxito se vuelve a codificar y se combina con las portadoras de preámbulo y control de trama para generar una mejor estimación del canal para decodificar los símbolos de carga útil posteriores. Este proceso se representa esquemáticamente como un ejemplo en la figura 6.

**[0093]** En algunas implementaciones, cuando la transmisión se realiza de acuerdo con los límites de CRS, un receptor puede necesitar saber *a priori* dónde muestrear (o comenzar el muestreo) para detectar un SSD. Una búsqueda continua, como se usa típicamente para la detección de preámbulos, no es práctica en la detección de SSD ya que el preámbulo, el control de trama y posiblemente la carga útil se mezclan en un solo símbolo OFDM. En dichos casos, el receptor se sincroniza con una base de tiempo de acuerdo con los límites de CRS. En algunos casos puede ser necesario compensar el retardo de propagación entre un transmisor y un receptor. Es posible que esta compensación deba aplicarse a la temporización de una PPDU que se está transmitiendo y/o la temporización del muestreo de recepción. Es posible que esta compensación de retardo de propagación de transmisión y/o recepción deba aplicarse a la PPDU en una ranura de contención CSMA, una asignación TDMA o el ACK inmediato (SACK) a la PPDU. Además del transmisor y el o los destinatarios previstos, la compensación del retardo de propagación puede necesitar considerar otras estaciones en la red, especialmente para CSMA. Para transmisiones de difusión, la compensación del retardo de propagación puede necesitar ajustarse en cada receptor previsto.

#### SINCRONIZACIÓN DE RANURAS

**[0094]** En algunas implementaciones, la sincronización incluye sincronización de ranuras o alineación de ranuras temporales entre diversas estaciones en la red. En algunas implementaciones, dicha alineación de ranuras puede ser relativa a una transmisión de baliza. En algunas implementaciones, la baliza se puede transmitir usando

contención CSMA. En dichos casos, la ubicación de la baliza puede variar de manera impredecible en base al tráfico. En dicho caso, el punto de partida lógico del período de baliza (posiblemente comunicado en un programa incluido en la transmisión de baliza) se puede usar en lugar de la ubicación de la baliza en sí. En algunas implementaciones, la ubicación de la baliza o el punto de inicio lógico del período de baliza se pueden alinear a una señal externa. Por ejemplo, en HomePlug AV, el período de baliza está alineado, al menos aproximadamente, con el ciclo de línea de CA subyacente.

**[0095]** En algunas implementaciones, el SSD también puede basarse en un reloj de red o en una base de tiempo. Dichos relojes de red o bases de tiempo generalmente se mantienen en un nodo maestro. El nodo maestro proporciona marcas de tiempo del reloj maestro a todas las estaciones para permitirles rastrear con precisión el reloj de red. En algunas implementaciones, los límites de la ranura pueden derivarse del reloj de red, incluso si se pierden varias transmisiones de baliza.

**[0096]** Por ejemplo, en HomePlug AV, la baliza transmitida por el maestro incluye una marca de tiempo de la base de tiempo de la red y la información de asignación para diversos intervalos en el período de baliza (es decir, información de programación). Las marcas de tiempo en la baliza pueden ser usadas por todas las estaciones en la red para sincronizarse con la base de tiempo de la red. La información de programación se puede usar para determinar el inicio y el final de las asignaciones de TDMA y CSMA. En algunas implementaciones, la información de programación puede ser válida para múltiples períodos de baliza, lo que permite a las estaciones usar su asignación incluso si ocasionalmente pierden una señal de baliza. Las estaciones en la red pueden combinar el conocimiento de la información de programación junto con la base de tiempo de la red para determinar los límites de ranura. Por ejemplo, el primer límite de intervalo de una asignación se puede alinear con el inicio de las asignaciones, y todos los límites de ranura posteriores se pueden determinar en base al conocimiento de la duración de la ranura y la base de tiempo de la red.

**[0097]** En algunas implementaciones, las transmisiones de CSMA usan límites de ranura para determinar dónde deben transmitirse las señales de resolución de prioridad. Una señal de resolución de prioridad permite que una estación indique una prioridad de tráfico, permitiendo así que se transmita el tráfico de mayor prioridad antes que el tráfico de menor prioridad. Las ranuras de resolución de prioridad (PRS) para transmitir las señales de resolución de prioridad son seguidas por CRS donde las estaciones que tienen el tráfico de mayor prioridad compiten por el acceso al canal. Las CRS también usan los límites de ranura para detectar el inicio de la transmisión desde otras estaciones.

**[0098]** En algunas implementaciones, las transmisiones de TDMA también pueden usar límites de ranura. Por ejemplo, la primera transmisión en una asignación de TDMA puede comenzar en el primer límite de ranura de la asignación de TDMA. Todas las transmisiones posteriores en la asignación de TDMA comienzan en otros límites de ranura. Este enfoque permite que el o los receptores que perdieron una o más transmisiones reciban transmisiones posteriores.

**[0099]** En algunas implementaciones, las estaciones nuevas o añadidas recientemente tienen un mecanismo para obtener la información de sincronización de ranuras. Por ejemplo, una nueva estación puede derivar automáticamente la sincronización de ranuras procesando las señales de SSD observadas con diversos desfases de ranura predeterminados. En algunas implementaciones, el maestro de la red puede transmitir señales especiales (por ejemplo, balizas) que no requieren sincronización de ranuras para ser detectadas (por ejemplo, transmisiones de baliza que no usan el SSD, sino que usan un preámbulo y control de trama heredados). Dichas señales especiales permiten a las nuevas estaciones determinar rápidamente la alineación de ranuras. Esta información también puede ser usada por las estaciones existentes para mantener su alineación de ranuras.

#### ACUSE DE RECIBO SELECTIVO RETARDADO

**[0100]** En algunas implementaciones, por ejemplo en protocolos como HomePlug AV, se transmite un SACK inmediatamente después de una PDU para indicarle al transmisor uno o más de los siguientes: 1) que se recibieron correctamente varios segmentos, 2) que no hubo colisión (en el caso de CSMA) y 3) que el conjunto actual de mapas de tono (carga de bits) sigue siendo apropiado (por ejemplo, el canal no ha cambiado sustancialmente). En algunas implementaciones, el uso de un SSD permite menos tiempo de procesamiento para generar la señal de SACK ya que el preámbulo ya no es una señal fija que sea independiente del contenido de la transmisión de SACK. En dichos casos, puede ser necesario un espacio entre tramas de respuesta (RIFS) más largo que el que está típicamente disponible para generar la señal de SACK codificada completa. Por ejemplo, en el caso de usar un SSD en futuras versiones de HomePlug AV 1.1 (denominado HomePlug AV 2,0), dado que el preámbulo ya no es una señal independiente, aproximadamente 50 microsegundos menos que el tiempo requerido para decodificar el último segmento y generar (usando el hardware existente) todo el SACK que estaba disponible en la versión anterior de HomePlug AV 1.1 donde se podían usar tanto el tiempo de señal RIFS como el preámbulo. En algunas implementaciones, el hardware con mayor complejidad (y coste) podría usarse para proporcionar un procesamiento más rápido de manera que se pueda generar toda la señal de SACK dentro de los RIFS típicamente disponibles. En algunas implementaciones, se puede usar una señal de SACK parcial (es decir, un SACK que reconoce un subconjunto de segmentos recibidos) como SACK inmediatamente después de una PDU para evitar

aumentar el RIFS requerido y posiblemente permitir reducir el RIFS. En dichos casos, el número de segmentos reconocidos en el SACK parcial puede determinarse de tal manera que la decodificación de los segmentos y la codificación de la señal de SACK para esos muchos segmentos puedan procesarse dentro del RIFS disponible. En dichos casos, el protocolo de SACK se cambia de modo que algunos segmentos, por ejemplo, los que terminan en el último símbolo de carga útil (datos) OFDM de la PPDU no se acusan recibo hasta una transmisión futura. Un ejemplo de dicho esquema SACK retardado se muestra esquemáticamente en la figura 4I.

**[0101]** En el ejemplo representado en la figura 4I, el tiempo de procesamiento para generar el SACK incluye el RIFS y la longitud del último símbolo de carga útil (datos) OFDM. En algunas implementaciones, los segmentos que terminan en los últimos dos o más símbolos de carga útil OFDM podrían acusarse recibo en un SACK futuro para proporcionar aún más tiempo de procesamiento para que el hardware genere el SACK inmediatamente después de la PPDU. Usando este mecanismo, el RIFS puede reducirse a casi cero con una complejidad y velocidad de procesamiento de hardware moderadas. En el ejemplo representado en la figura 4I, los segmentos que no se acusan recibo en un SACK inmediato se acusan recibo en un SACK futuro. En algunas implementaciones, el transmisor puede enviar una solicitud para obtener la información de acuse de recibo para los segmentos sin acuse de recibo. Por ejemplo, si el transmisor no tiene datos pendientes, puede enviar la solicitud y el receptor responde con la información de acuse de recibo pendiente.

**[0102]** También se pueden usar otros enfoques para comunicar los segmentos sin acuse de recibo. En algunas implementaciones, el receptor puede incluir la información de acuse de recibo como parte de cualquier transmisión que envíe al transmisor. Por ejemplo, si el receptor tiene datos pendientes para el transmisor, puede incluir la información de acuse de recibo en el control de trama de dicha transmisión. El receptor también puede enviar tramas de control que incluyen la información de acuse de recibo.

**[0103]** El esquema de acuse de recibo retardado puede usarse incluso cuando no se usa un solo delimitador de símbolo (SSD). Por ejemplo, el esquema de acuse de recibo retardado se puede usar para reducir el espacio entre tramas de respuesta (RIFS) en HomePlug AV. El esquema de acuse de recibo retardado también se puede combinar con ráfagas de MPDU en HomePlug AV. Por ejemplo, el transmisor puede enviar una ráfaga de cuatro MPDU y el receptor en respuesta transmite un SACK que incluye información de acuse de recibo para todos los segmentos en las tres primeras MPDU y para una parte de los segmentos en la cuarta MPDU. Los segmentos sin acuse de recibo en la última MPDU pueden acusarse recibo usando un esquema de acuse de recibo retardado, por ejemplo, usando un SACK futuro.

**[0104]** En algunas implementaciones, el transmisor puede determinar si los acuses de recibo retardados pueden usarse para diferentes transmisiones. Por ejemplo, para el tráfico sensible al retardo como el protocolo de voz sobre Internet (VoIP), un transmisor puede solicitar al receptor que proporcione un acuse de recibo de inmediato para toda la carga útil. En algunas implementaciones, los acuses de recibo retardados solo se pueden usar si hay tráfico constante hacia el receptor. Esto reduce la probabilidad de enviar una transmisión por separado solo para obtener el acuse de recibo de los datos para los que se retarda el acuse de recibo. En algunas implementaciones, un transmisor puede indicar en la información de control de trama si se pueden usar acuses de recibo retardados para la carga útil. En algunas implementaciones, un transmisor también puede comunicar la parte de la carga útil para la que se necesitan acuses de recibo retardados. Por ejemplo, el transmisor puede elegir si se necesitan acuses de recibo retardados para la carga útil en el último símbolo OFDM o los dos últimos símbolos OFDM. En algunas implementaciones, el transmisor puede usar el número de bytes y/o la duración de una carga útil (por ejemplo, en número de símbolos OFDM) para determinar si se pueden usar acuses de recibo retardados para una transmisión. Por ejemplo, el transmisor puede usar el acuse de recibo retardado cuando el número de bytes es mayor que un umbral predeterminado.

**[0105]** En algunas implementaciones, el receptor también puede determinar si se usan acuses de recibo retardados. Por ejemplo, el receptor puede usar el número de bytes en la carga útil o una duración de la carga útil para determinar si el receptor retardará los acuses de recibo para alguna parte de la carga útil. En algunas implementaciones, el transmisor y el receptor pueden negociar (por ejemplo, usando mensajes de gestión) entre sí los parámetros asociados con los acuses de recibo retardados antes de que se usen los acuses de recibo retardados.

**[0106]** En algunas implementaciones, los acuses de recibo retardados pueden usarse para tráfico con características específicas. Por ejemplo, los acuses de recibo retardados se pueden desactivar para el tráfico de alta prioridad y solo se pueden usar para el tráfico de menor prioridad. Esto permite entregar tráfico de alta prioridad con menor latencia.

**[0107]** El acuse de recibo retardado se puede usar con el tráfico UDP y el tráfico TCP. Los acuses de recibo retardados se pueden combinar con ráfagas bidireccionales para el tráfico TCP en HomePlug AV (por ejemplo, las implementaciones ejemplares de ráfagas bidireccionales se describen en la publicación de patente de Estados Unidos N.º 2008/0279126). La figura. 11A muestra un ejemplo que combina acuses de recibo retardados con ráfagas bidireccionales. En este ejemplo, el transmisor envía el delimitador de inicio de trama (SOF) seguido de datos TCP. Una parte de los datos TCP es acusada recibo inmediatamente (es decir, usando el acuse de recibo

de capa MAC) por el receptor usando el inicio de trama inverso (RSOF) que sigue inmediatamente a los datos TCP. El acuse de recibo de la capa MAC para el resto de los datos TCP se incluye en un RSOF posterior. El RSOF puede ser seguido por acuses de recibo de TCP. En este ejemplo, los acuses de recibo de TCP son seguidos inmediatamente por los acuses de recibo de capa MAC por el transmisor. Los acuses de recibo de capa MAC usan un delimitador de acuse de recibo selectivo (SACK) separado. Esto permite que los ACK de TCP que se corrompieron se retransmitan en respuesta al SACK de capa MAC,

**[0108]** La figura. 11B muestra otro ejemplo de combinar acuses de recibo retardados con ráfagas bidireccionales. EN este ejemplo, una parte de los datos TCP es acusada recibo inmediatamente (es decir, usando el acuse de recibo de capa MAC) por el receptor usando el RSOF que sigue inmediatamente a los datos TCP. El acuse de recibo de la capa MAC para el resto de los datos TCP se incluye en un RSOF posterior. Al RSOF le siguen los acuses de recibo de TCP. El acuse de recibo de capa MAC para los acuses de recibo de TCP se puede transmitir en el siguiente delimitador de SOF. Este enfoque hace un uso más eficiente del medio al incluir el acuse de recibo para los acuses de recibo de TCP en el SOF.

**[0109]** En el ejemplo anterior, SOF, RSOF y SACK pueden usar el formato SSD o algún otro formato. Por ejemplo, el SOF puede usar el formato delimitador HomePlug AV 1,1, mientras que el RSOF usa el formato SSD. Los acuses de recibo de capa MAC pueden usar una variedad de enfoques que incluyen acuses de recibo selectivos, acuses de recibo comunicativos, etc. En algunas implementaciones, los acuses de recibo de capa MAC para los acuses de recibo de TCP también pueden usar acuses de recibo retardados.

**[0110]** Cuando una estación transmite acuses de recibo de datos para los cuales los acuses de recibo se retardaron previamente, la estación puede tener que asegurarse de que el transmisor pueda asignar claramente los acuses de recibo a los datos correspondientes. En algunas implementaciones, los datos se pueden dividir en segmentos, a cada segmento se le asigna un número de secuencia. La estación que transmite los acuses de recibo puede incluir los números de secuencia de los segmentos a los que corresponden los acuses de recibo. En algunas implementaciones, cada MPDU o ráfaga de MPDU puede incluir un número de secuencia de MPDU o un número de secuencia de ráfaga de MPDU, respectivamente. Cuando una estación transmite un acuse de recibo para la MPDU o ráfaga de MPDU, la estación puede indicar implícita o explícitamente la ráfaga MPDU o MPDU a la que corresponde el acuse de recibo. Esto permite que el receptor asigne correctamente los acuses de recibo a los datos correspondientes.

**[0111]** La figura 11C muestra un ejemplo que ilustra la vinculación de los acuses de recibo retardados a los datos correspondientes. En este ejemplo, un transmisor envía un SOF con siete segmentos de datos en una carga útil. El transmisor incluye un campo de recuento de ráfagas que se establece en 1 para identificar esta MPDU. Un SACK que sigue al séptimo segmento de datos, proporciona acuse de recibo a los primeros cinco segmentos de datos. El acuse de recibo de los segmentos de datos 6 y 7 se retarda. El transmisor en algún momento posterior envía otra MPDU con el recuento de ráfagas establecido en 2. Este receptor envía un SACK que incluye los acuses de recibo retardados para los segmentos de datos 6 y 7 en la MPDU con recuento de ráfagas = 1. En este ejemplo, la estación que transmite el SACK incluirá automáticamente los acuses de recibo retardados para el recuento de ráfagas = N-1 en un SACK para el recuento de ráfagas = N. Esto puede permitir la asignación adecuada de los acuses de recibo retardados a los datos correspondientes. Por ejemplo, si en la figura 11C, el SACK transmitido inmediatamente después de la MPDU con recuento de ráfagas = 1 no se recibe, el transmisor puede retransmitir los mismos datos con el recuento de ráfagas = 1. Esto le permite al receptor saber que se trata de una retransmisión y, por lo tanto, solo incluye información de acuse de recibo retardado para MPDU con recuento de ráfagas = 0.

#### COMPENSACIÓN POR RETARDO DE PROPAGACIÓN

**[0112]** La detección fiable de SSD requiere que la señal de un transmisor se reciba en el o los receptores en la ubicación esperada. Como se describió anteriormente, puede ser necesaria la sincronización de ranuras, o una alineación del SSD con los límites de la ranura en el receptor y/o transmisor, para detectar de manera fiable el SSD. En general, los retardos de propagación incurridos por la señal afectarán a la alineación de SSD con los límites de ranura en el receptor. En algunas implementaciones, el retardo de propagación puede compensarse en uno o más de los transmisores y receptores. En algunas implementaciones, el transmisor compensa el retardo de propagación transmitiendo la señal SSD en la ranura pero con la temporización ajustada anteriormente en base a un retardo de propagación desde una estación que proporciona la temporización al transmisor. En dicho caso, todas las transmisiones que comienzan en una ranura se producen al mismo tiempo, pero pueden llegar en tiempos diferentes a cada receptor.

**[0113]** En algunas implementaciones, el receptor ajusta la temporización de modo que la señal SSD del transmisor se reciba en un tiempo conocido (o predecible). En dichos casos, el receptor puede ajustar continuamente (o según sea necesario) su temporización para maximizar la fiabilidad de detección del SSD.

**[0114]** En algunas implementaciones, se puede usar también una combinación de los enfoques anteriores. En general, el transmisor y el receptor también pueden medir los retardos de propagación y usar la información medida como parte de su técnica de compensación de retardo de propagación.

5 **[0115]** En algunas implementaciones, el transmisor ajusta el tiempo de transmisión para garantizar que se reciba en el receptor previsto en el tiempo esperado por el receptor. En dichos casos, el transmisor compensa tanto el retardo de propagación desde la estación que proporciona la temporización al transmisor como también el retardo de propagación desde el transmisor al receptor.

10 **[0116]** En algunas implementaciones, un intervalo de seguridad extendido (GI) permite que un receptor tolere el desfase de la señal SSD desde los límites de ranura. El intervalo de seguridad extendido también añade sobrecarga adicional, reduciendo así la eficiencia de señalización.

15 **[0117]** Cuando se usa SSD en asignaciones de TDMA, y donde hay un solo transmisor y un solo receptor, se pueden usar uno o más de los enfoques anteriores. Por ejemplo, un transmisor puede usar la compensación del retardo de propagación junto con algún GI adicional en el SSD para acomodar las variaciones de canal y/o errores de estimación del retardo de propagación.

20 **[0118]** Cuando se usa SSD en asignaciones de TDMA, y donde hay un solo transmisor y múltiples receptores, la compensación del retardo de propagación basada en el transmisor por sí misma puede no ser suficiente ya que el retardo de propagación es, en general, diferente para diferentes receptores. En dichos casos, el uso de una compensación de retardo de propagación basada en el receptor (donde cada receptor aprende el tiempo de llegada con respecto al inicio del intervalo TDMA) permitiría minimizar (o eliminar) el intervalo de seguridad extendido.

25 **[0119]** También se puede usar SSD en asignaciones compartidas donde varias estaciones pueden transmitir. Un ejemplo de una asignación compartida es una asignación CSMA/CA donde las estaciones compiten usando un algoritmo de retroceso para obtener acceso al medio. En asignaciones compartidas, los receptores no tienen, en general, ningún conocimiento *a priori* del transmisor. Además, las transmisiones pueden estar destinadas a un receptor único o múltiples receptores (por ejemplo, transmisiones de difusión). En dichos casos, puede ser necesario un GI de SSD adicional. Sin embargo, la compensación basada en el retardo de propagación todavía se puede usar para reducir el GI de SSD. Por ejemplo, si el retardo de propagación entre cualquier par de estaciones en las redes está en el intervalo de 1 microsegundo a 3 microsegundos, el transmisor puede compensar el retardo de propagación mínimo (es decir, 1 microsegundo) de modo que el GI de SSD sea al menos más corto (en este ejemplo, solo 2 microsegundos). De forma alternativa, los receptores pueden conocer la latencia mínima y máxima para las PDU que llegan a su ubicación y tomar muestras a la mitad entre el tiempo de llegada mínimo y máximo.

35 **[0120]** En algunas implementaciones, la ubicación de transmisiones específicas puede conocerse *a priori*. Por ejemplo, en algunas tecnologías (por ejemplo, HomePlug AV, 802.11), el receptor acusa recibo del estado de recepción de una transmisión inmediatamente después de una transmisión. En tales casos, la compensación basada en el retardo de propagación se puede usar para minimizar (o eliminar) la necesidad de GI de SSD en el acuse de recibo. La compensación puede ser realizada por el transmisor o el receptor o ambos.

40 **[0121]** En algunas implementaciones, el transmisor puede seleccionar si desea usar un formato SSD para los acuses de recibo. En dichos casos, el transmisor puede seleccionar inicialmente el formato de acuse de recibo que no sea SSD hasta que se pueda estimar el retardo de propagación, después de lo cual puede elegir los acuses de recibo de SSD.

45 MEDICIÓN DE RETARDO DE PROPAGACIÓN EJEMPLAR

50 **[0122]** El retardo de propagación entre un par de transmisor y receptor se puede medir usando una variedad de técnicas. Por ejemplo, en un sistema donde se usan acuses de recibo inmediatos, el transmisor puede medir el retardo de propagación en base a la ubicación del acuse de recibo.

**[0123]** La figura. 4J ilustra un ejemplo, donde la estación A (el transmisor) mide el retardo de propagación a la estación B (el receptor) en base a la ubicación del acuse de recibo selectivo (SACK).

55 COMPENSACIÓN DE RETARDO DE PROPAGACIÓN EJEMPLAR EN LA ASIGNACIÓN CSMA/CA

**[0124]** La figura 4K ilustra un ejemplo con una red que tiene tres nodos (estación A, estación B y estación C) donde no se usa compensación de retardo de propagación. En este ejemplo, el intervalo de seguridad del SSD tiene que ser lo suficientemente grande como para manejar el máximo retardo de propagación (es decir,  $\Delta_2$ ).

60 **[0125]** La figura 4L muestra la misma red donde la estación A compensó el retardo de propagación transmitiendo el SSD anteriormente por  $\Delta_1$ . En este ejemplo, el intervalo de seguridad del SSD tiene que ser lo suficientemente grande como para manejar la variación máxima en el retardo de propagación (es decir,  $A_2-A_1$ ).

65 **[0126]** En algunas implementaciones, los límites de ranura son establecidos por una sola estación en la red (por ejemplo, CCo). El retardo de propagación del CCo a otras estaciones puede causar variaciones en la ubicación de los límites de ranura en diversas estaciones. Cada estación en la red puede compensar la ubicación del límite de

ranura para tener en cuenta el retardo de propagación entre la estación y la CCo de modo que todas las transmisiones comiencen con precisión en el límite de ranura. Si esto no se hace, el GI de SSD podría necesitar extenderse más allá del retardo de propagación máximo dentro de la red.

5 **[0127] OPERACIÓN DE SSD CON ESTACIONES HEREDADAS** (es decir, estaciones que no admiten SSD)

10 **[0128]** En algunas implementaciones, las estaciones que admiten SSD pueden necesitar compartir el medio con estaciones que no admiten SSD. Por ejemplo, es posible que sea necesario usar SSD en una red donde las estaciones heredadas (por ejemplo, estaciones HomePlug AV 1.1) y nuevas estaciones (por ejemplo, la versión futura de estaciones HomePlug AV que admitan SSD como estaciones HomePlug AV 2,0) estén dentro del intervalo de interferencia de unas y otras. En dichos casos, se puede usar SSD de la siguiente manera:

a. Durante la asignación de TDMA a estaciones AV2.0 (es decir, transmisor AV2.0 y receptor AV2.0)

15 b. Durante asignaciones especiales de CSMA que solo pueden usar las estaciones AV2.0

20 **[0129]** También se puede usar SSD para transmitir acuses de recibo durante las asignaciones que se comparten entre AV1.1 y AV2.0. Por ejemplo, los acuses de recibo de SSD se pueden usar durante la asignación de CSMA compartida. La figura 4M ilustra una secuencia de MPDU AV 1.0 y una secuencia de MPDU AV1.1 modificada donde el delimitador AV1.0 se usa para una MPDU larga y SSD se usa para un acuse de recibo. En este caso, la longitud de la trama en el delimitador AV1.0 debe establecerse de modo que las estaciones AV1.1 y AV2.0 tengan la misma interpretación del inicio de las ranuras de señalización de resolución de prioridad (PRS). En presencia de estaciones heredadas, puede usarse SSD para cualquier transmisión que no necesite ser recibida por las estaciones heredadas.

25 **[0130]** Las figuras 12A y 12B ilustran un ejemplo de un procedimiento para configurar los campos de SOF con acuses de recibo de SSD que permiten una coexistencia adecuada con las estaciones heredadas HomePlug AV 1.1. La figura 12A muestra la actividad del medio AV2.0 donde se transmite un SOF seguido de la carga útil. A la carga útil le sigue un espacio entre tramas de respuesta (RIFS\_SSD), seguido de un SACK de SSD y un espacio entre tramas de contención (CIFS\_SSD), respectivamente. El CIFS\_SSD es la brecha entre el final de la última transmisión (por ejemplo, SACK) y el inicio de la contención (en CSMA) u oportunidad de transmisión (en TDMA). Esta brecha permite un cambio de transmisor a receptor. Por ejemplo, si una estación transmitió un SACK y espera recibir otro paquete, el CIFS\_SSD permitirá que la estación configure su hardware para entrar en un estado de recepción desde el estado de transmisión. El final de CIFS\_SSD es seguido por ranuras de símbolo de resolución de prioridad (PRS). Para habilitar la compatibilidad con AV 1.1 heredado, el SOF se transmite usando el formato AV1.1. Además, la configuración de los campos en el SOF se realiza de una manera que permitirá a los dispositivos heredados establecer correctamente la detección de portadora virtual (VCS) que permite que dichos dispositivos determinen correctamente el inicio de la siguiente ranura de PRS. En este ejemplo, una estación AV2 indica en el SOF que la MPDU actual es la última MPDU en la ráfaga y que no se proporciona ninguna concesión inversa al receptor. Esto indica a las estaciones AV1.1 heredadas que las ranuras de PRS comenzarán después de que se complete la transmisión actual. Una estación AV2.0 indica además la longitud de trama (FL\_SSD) de la transmisión como se muestra en la figura 12A. En particular, un AV 2.0 establece la longitud de trama de modo que las estaciones heredadas sepan cuándo comienzan las ranuras de PRS. La figura 12B muestra la actividad del medio interpretada por estaciones AV1.1 heredadas. Debido a que un receptor AV2.0 es consciente de la presencia de un SACK de SSD (por ejemplo, se puede usar un campo adicional en el SOF para indicar la presencia de un SACK de SSD), puede determinar la duración de la carga útil como:

$$\text{Duración de la carga útil de AV2.0} = \text{FL\_SSD} + (\text{duración de SACK de AV1.1} + \text{duración de CIFS\_AV de AV1.1}) - (\text{RIFS\_SSD} + \text{duración de SACK de SSD} + \text{CIFS\_SSD}).$$

50 **[0131]** En algunas implementaciones, los delimitadores SSD también se pueden usar para la transmisión de un inicio de trama inverso (RSOF) en presencia de estaciones AV1.1 heredadas. La figura 13 muestra un ejemplo de un procedimiento para configurar los campos de SOF con RSOF de SSD que permite una coexistencia adecuada con las estaciones heredadas HomePlug AV 1.1. La figura 13 muestra la actividad media de AV2.0 donde se transmite un SOF seguido de la carga útil. A la carga útil le sigue un espacio entre tramas de respuesta (RIFS\_SSD), seguido de un RSOF de SSD y su carga útil. La carga útil de RSOF de SSD es seguida por CIFS\_SSD. El CIFS\_SSD es seguido por las ranuras de PRS. La presencia de RSOF y la duración de la carga útil de RSOF se indican usando campos en el SOF que no afectan sustancialmente al comportamiento de las estaciones heredadas.

60 **[0132]** En el ejemplo mostrado en la figura 13, el SOF se transmite usando el formato AV1.1 para permitir la compatibilidad con los sistemas AV1.1 heredados. Además, la configuración de los campos en el SOF se realiza de una manera que permite que los dispositivos heredados establezcan correctamente la detección de portadora virtual (VCS), lo que a su vez les permite determinar correctamente el inicio de la siguiente ranura de PRS. En este ejemplo, la estación AV2 indica en el SOF que la MPDU actual es la última MPDU en la ráfaga y que no se

proporciona ninguna concesión inversa al receptor. Esto indica a las estaciones AV1.1 heredadas que las ranuras de PRS comenzarán después de que se complete la transmisión actual. La estación AV2.0 indica además la longitud de trama (FL\_SSD) de la transmisión como se muestra en la figura 13. En particular, la estación AV 2.0 establece la longitud de trama de modo que las estaciones heredadas conozcan el inicio exacto de las ranuras de PRS. La interpretación de la señal transmitida por una estación AV1.1 heredada es sustancialmente la misma que la descrita anteriormente con referencia a la figura 12B. En este caso, debido a que el receptor AV2.0 es consciente de la presencia de un RSOF de SSD y la carga útil de RSOF, la duración de la carga útil de SOF se determina como:

Duración de la carga útil de SOF de AV2.0 = FL\_SSD + (duración de SACK de AV1.1 + duración de CIFS\_AV de AV1.1) - (RIFS\_SDD + duración de RSOF de SSD + duración de la carga útil de RSOF + CIFS\_SSD).

**[0133]** En algunas implementaciones, las estaciones AV2.0 pueden querer continuar transmitiendo después de que finaliza la transmisión de la carga útil de RSOF de SSD. Las figuras 14A y 14B muestran un ejemplo de un procedimiento para configurar los campos de SOF para asegurar que las estaciones heredadas HomePlug AV 1.1 continúen difiriendo el acceso al medio después del final de la transmisión de la carga útil de RSOF de SSD. La figura 14A muestra la actividad media de AV2.0 donde se transmite un SOF seguido de una carga útil. A la carga útil le sigue un espacio entre tramas de respuesta (RIFS\_SSD), seguido de un RSOF de SSD y una carga útil de RSOF de SSD. La carga útil de RSOF de SSD es seguida por CIFS\_SSD. Al final de CIFS\_SSD, la estación que transmite el primer SOF puede retener el control del medio y enviar otra MPDU. En este ejemplo, la estación envía un segundo SOF. La presencia del RSOF y la duración de la carga útil de RSOF se indican usando campos en el SOF que no afectan sustancialmente al comportamiento de las estaciones heredadas.

**[0134]** En el ejemplo mostrado en las figuras 14A y 14B, el SOF se transmite usando el formato AV1.1 para permitir la compatibilidad con el AV1.1 heredado. Además, la configuración de los campos en el SOF se realiza de una manera que permite que los dispositivos heredados establezcan correctamente la VCS, lo que a su vez permite que los dispositivos heredados difieran adecuadamente el acceso al medio después del final de la carga útil de RSOF de SSD. En este ejemplo, la estación AV2 indica en el SOF que la MPDU actual es la última MPDU en la ráfaga y que se proporciona una concesión inversa al receptor. Esto indica a las estaciones AV1.1 heredadas que otra transmisión comenzará después de que se complete la transmisión actual, lo que hace que difieran el acceso al medio. La estación AV2.0 indica además la longitud de trama (FL\_SSD) de la transmisión como se muestra en la figura 14A. En particular, la longitud de trama se establece de tal manera que las estaciones heredadas sepan cuándo comienza la próxima transmisión. La figura 14B muestra la actividad del medio interpretada por estaciones AV1.1 heredadas. Debido a que el receptor AV2.0 es consciente de la presencia de un RSOF de SSD y la carga útil de RSOF, la duración de la carga útil de SOF se puede determinar como:

Duración de la carga útil de SOF de AV2.0 = FL\_SSD - (RIFS\_SDD + duración de RSOF de SSD + Duración de la carga útil de RSOF + CIFS\_SSD)

#### VARIACIÓN DE POTENCIA DE TRANSMISIÓN

**[0135]** En algunas implementaciones, el nivel de potencia de transmisión en algunas de las portadoras del SSD puede ajustarse para aumentar la fiabilidad de detección. Por ejemplo, las portadoras de preámbulo se pueden aumentar en 2 dB en comparación con las otras portadoras en el SSD (o en comparación con el nivel de potencia de las portadoras de los siguientes símbolos OFDM) para ayudar a proporcionar un mejor rendimiento de detección de preámbulo y estimación de canal (referencia coherente). El aumento de potencia se puede aplicar al preámbulo, al control de trama o posiblemente a todas las portadoras, y se puede aplicar en una cantidad diferente, tal como mayor para las portadoras de preámbulo, medio para el control de trama y una pequeña cantidad para las portadoras de carga útil. Dado que el SSD es relativamente corto, algunas o todas las portadoras pueden aumentar en una pequeña cantidad (por ejemplo, 2-3 dB) sin que el nivel de radiación aumente significativamente debido a las características del detector de RF usando en cumplimiento normativo.

#### SSD Y REPETICIÓN

**[0136]** SSD se puede usar en sistemas de comunicación que usan repetidores. Dado que la repetición implica múltiples retransmisiones antes de que los datos se entreguen al o a los destinos previstos, el SSD proporciona una mejora en el rendimiento al reducir la sobrecarga para cada repetición.

**[0137]** La figura 10 muestra un esquema de ejemplo del uso del SSD para repetición. En este ejemplo, los datos de la estación A son repetidos por las estaciones B y C antes de que alcancen la estación de destino D. El SSD transmitido por la estación B contiene información de acuse de recibo para la transmisión previa desde la estación A. De manera similar, el SSD transmitido por la estación C contiene información de acuse de recibo para la transmisión previa desde la estación B. La información de acuse de recibo para la transmisión desde la estación C se indica usando un SSD transmitido desde la estación D. Este ejemplo ilustra la reducción de la sobrecarga

que se puede obtener mediante el uso de SSD. Este enfoque se puede mejorar aún más mediante el uso de acuses de recibo retardados para reducir y/o eliminar la sobrecarga debida a RIFS (por ejemplo, como se describe a continuación con referencia a las figuras 15A, 15B y 16-17).

5 **[0138]** El esquema mostrado en la figura 10 puede usarse en asignaciones de CSMA y TDMA. En las asignaciones de CSMA, la estación A puede pasar el control del medio a la estación B después de una transmisión. De manera similar, la estación B puede pasar el control a la estación C y la estación C puede pasar el control a la estación D. Este enfoque puede reducir la sobrecarga para el acceso al canal ya que las estaciones B, C y D no incurrir en ninguna sobrecarga de acceso al canal (es decir, no necesitan competir por un acceso al medio). La  
10 indicación de información de acuse de recibo por las estaciones B, C y D para las transmisiones recibidas de las estaciones A, B y C, respectivamente, permite a las estaciones retransmitir la carga útil no entregada en transmisiones futuras. En este enfoque, las estaciones intermedias (es decir, las estaciones B y C) pueden necesitar almacenar datos de carga útil que no se entregan con éxito y retransmitirlos como parte de una  
15 transmisión futura. En algunas implementaciones, si las estaciones intermedias no pueden almacenar o retransmitir paquetes no entregados (por ejemplo, debido a memoria insuficiente), se puede usar el enfoque ilustrado por las figuras 15A y 15B.

**[0139]** La figura 15A muestra un ejemplo donde la estación A transmite datos a la estación C usando la estación B como repetidor. En otras palabras, la estación A envía datos a la estación B y la estación B envía los datos recibidos a la estación C. En este ejemplo, la estación C envía directamente acuses de recibo selectivos (SACK) a la estación A. La figura 15B muestra que una transmisión de la estación A a la estación B contiene unidades de carga útil {1, 2, 3, 4, 5, 6}. Este ejemplo supone que, durante la transmisión de la estación A a la estación B, la unidad de carga útil 3 está dañada. El ejemplo supone además que la estación B retransmite las unidades de carga útil {1, 2, 4, 5, 6} de las cuales la unidad de carga útil 5 está dañada. El SACK de C a A, por lo tanto, indica que las  
20 unidades de carga útil {1, 2, 4, 6} se recibieron correctamente. Esto hace que A retransmita las unidades de carga útil {3, 5}. Se puede usar una variedad de enfoques para comunicar a la estación A información sobre las unidades de carga útil que se reciben adecuadamente en la estación C. En algunas implementaciones, cada una de las unidades de carga útil puede tener un número de secuencia de identificación. En dichas implementaciones, la estación C puede indicar los números de secuencia de las unidades de carga útil que se reciben correctamente.  
25 En algunas implementaciones, la ubicación relativa de la unidad de carga útil dentro de la MPDU se puede usar para acuses de recibo. En dichos casos, la estación C puede usar un mapa de bits para indicar si cada una de las unidades de carga útil {1, 2, 3, 4, 5, 6} se recibió correctamente en la estación C. En este enfoque, la estación B puede notificar a la estación C unidades de carga útil que se reciben con errores. Esta información se puede incluir, por ejemplo, en el SOF de la MPDU transmitida desde la estación B. La estación C puede usar esa información y  
30 determinar el mapa de bits exacto a indicar a la estación A. En este ejemplo, el mapa de bits de SACK de la estación C es {G, G, B, G, B, G}, donde G (Bueno) indica que la unidad de carga se recibió correctamente y B (Malo) indica que la unidad de carga se recibió con errores.

**[0140]** En el ejemplo anterior, la estación C envía el SACK directamente a la estación A. Esto es posible solo cuando la estación C puede comunicarse directamente con la estación A, y la estación B se usa para lograr una mayor velocidad de transferencia de datos entre las estaciones A y C. Debido a que la información del SACK es relativamente más pequeña en comparación con los datos, la transmisión directa de SACK desde la estación C a la estación A puede ser más eficiente en algunos casos. En algunas implementaciones, la estación C puede enviar la información del SACK a la estación B (o cualquier otra estación adecuada), que luego retransmite la información del SACK a la estación A. Este enfoque se puede usar cuando la estación C no puede comunicarse directamente con la estación A. Generalmente, la secuencia de estaciones usada para repetir datos a través de un medio compartido desde una estación de origen a una estación de destino puede tener un rendimiento más alto que el rendimiento de la secuencia de estaciones usada para repetir el SACK desde la estación de destino a la estación de origen, pero aún puede ser ventajoso transmitir el SACK con menos repeticiones debido a la sobrecarga del procesamiento en cada repetidor en comparación con el tamaño del SACK.  
40  
45  
50

**[0141]** La figura 16 muestra otro esquema de ejemplo de repetición. En este ejemplo, la estación B recibe la unidad de carga útil 3 con errores y retransmite la unidad de carga útil errónea junto con las unidades de carga útil recibidas correctamente a la estación C. La estación C recibe las unidades de carga útil {3, 5} con errores. La repetición de unidades de carga útil erróneas por la estación B permite a la estación B mantener el mismo orden relativo de unidades de carga útil que la estación A. Esto a su vez permite a la estación C generar un SACK que usa un identificador tal como un mapa de bits para indicar qué carga útil en el MPDU se recibe correctamente. En este ejemplo, la estación C puede transmitir un SACK con el mapa de bits {G, G, B, G, B, G}.

**[0142]** HomePlug AV es un ejemplo de un sistema que usa SACK con mapa de bits que indica el estado de recepción de las unidades de carga útil en relación con la MPDU (por ejemplo, el primer bit en el mapa de bits indica el estado de recepción de la primera unidad de carga útil en la MPDU). En algunas implementaciones, el enfoque descrito en la figura 16 puede usarse para transmisiones repetidas en sistemas basados en HomePlug AV. El enfoque descrito anteriormente también se puede combinar con las ráfagas de MPDU. En algunas implementaciones, todas las unidades de carga útil en una ráfaga MPDU se pueden tratar como secuenciales para indicar SACK. Por ejemplo, si la estación A envía dos MPDU en una ráfaga a la estación B, la primera MPDU en  
60  
65

la ráfaga contiene unidades de carga útil {1, 2, 3, 4} y la segunda MPDU en la ráfaga contiene {5, 6}, la estación B puede retransmitir todas las unidades de carga útil recibidas en una sola MPDU a la estación C. La información de SACK de la estación C puede incluir un mapa de bits donde el primer bit indica el estado de recepción de la primera unidad de carga útil en la ráfaga, y así sucesivamente. El formato SACK mapeado en bits donde el orden de las unidades de carga útil se basa en la ubicación relativa dentro de la ráfaga puede eliminar la dependencia de la información de SACK en la característica de ráfaga (es decir, el número de MPDU en la ráfaga y el número de unidades de carga útil por ráfaga) que puede cambiar con cada transmisión.

**[0143]** El Protocolo de control de transmisión (TCP) es un protocolo de capa de transporte ampliamente usado. TCP usa los acuses de recibo de TCP para garantizar que los datos se reciban correctamente en el destino. Los acuses de recibo de TCP son generalmente pequeños en comparación con los datos de TCP. La figura 17 muestra un enfoque para transmisiones repetidas cuando se usa TCP. En este ejemplo, la estación A envía datos de TCP a la estación B. La estación B repite los datos de TCP a la estación C. La estación C transmite un RSOF con ACK de TCP a la estación A. El RSOF incluye información de acuse de recibo selectivo que indica el estado de recepción de las unidades de carga útil que se transmiten desde la estación A. Después de recibir una transmisión desde la estación C, la estación A envía un SACK para indicar el estado de recepción de los ACK de TCP. En este ejemplo, se supone que la estación C puede transmitir directamente a la estación A. En situaciones en las que esto no es posible, la estación B (o cualquier otra estación adecuada) puede usarse como repetidor para transmitir el RSOF y los ACK de TCP desde la estación C a la estación A. En algunas implementaciones, la estación A puede no enviar un SACK inmediato para el ACK de TCP. En dichos casos, la estación A puede combinar la información de acuse de recibo para el ACK de TCP en una transmisión de SOF posterior.

**[0144]** Las transmisiones repetidas pueden usar SSD u otro formato para transmitir los delimitadores. Por ejemplo, SOF se puede transmitir usando el formato HomePlug AV 1.1, mientras que RSOF y SACK se transmiten usando el formato SSD. El enfoque repetitivo puede usarse en asignaciones de TDMA o CSMA.

#### SSD Y CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

**[0145]** El control automático de ganancia (AGC) para recibir el SSD de un transmisor puede tener en cuenta la configuración de AGC usada para transmisiones anteriores desde ese transmisor. Este enfoque se puede usar siempre que el receptor tenga un conocimiento preciso de la estación desde la cual espera recibir una transmisión. Por ejemplo, el AGC se puede usar en la asignación de TDMA, para recibir SACK, etc.

**[0146]** En alguna implementación, el receptor puede preajustar el AGC a un valor predeterminado para un transmisor específico.

#### EJEMPLOS ILUSTRATIVOS

**[0147]** Esta sección describe ejemplos ilustrativos de delimitadores de baja sobrecarga. Los ejemplos descritos en esta sección ilustran implementaciones particulares y no deben interpretarse como limitantes del alcance de la invención tal como se define en las reivindicaciones. Los ejemplos describen un delimitador que incluye un símbolo OFDM y porta información piloto (a veces denominada información de preámbulo), información de control de trama (FC) (a veces denominada información de encabezado) y opcionalmente datos del primer bloque PHY de carga útil (PB) (a veces denominado segmento de carga útil). La información se moduló en las respectivas portadoras (a veces denominadas tonos) espaciadas en múltiplos enteros de una separación de portadora relacionada con la longitud del símbolo inverso. En este delimitador, las portadoras piloto permitieron la detección y sincronización de trama, y también se usaron para la construcción de la referencia coherente para la decodificación de FC. Las portadoras reservadas para el control de trama portaron información de control que fue usada por el receptor para procesar la trama recibida. En algunos casos, las portadoras de control de trama junto con las portadoras piloto también se usaron para obtener una referencia coherente más precisa para decodificar la carga útil.

#### Codificación de delimitador

**[0148]** La codificación de delimitador en este ejemplo usó portadoras piloto, portadoras de control de trama y, opcionalmente, portadoras de datos. Dependiendo de la relación señal/ruido (SNR) de la ruta a través del medio de transmisión del transmisor al receptor (el "canal"), se utilizaron diferentes esquemas de señalización. El esquema predeterminado reservó 1/4 de las portadoras como piloto y 3/4 de las portadoras como portadoras de FC. Para un canal limpio que tiene una SNR alta, 1/4 de las portadoras se usaron para piloto, 1/4 de las portadoras se usaron para control de trama y la mitad restante se usó para enviar datos. Estas dos configuraciones se muestran en las tablas 4 y 5, donde la primera fila proporciona el número de portadora y la segunda fila proporciona las asignaciones de portadora. X denota portadoras enmascaradas por una máscara de tono de codificación 1, y P, F y D representan piloto, control de trama y datos, respectivamente. La máscara de tono de codificación 1 se refiere a una máscara codificada por hardware creada para cada país o región para cumplir con las regulaciones locales de emisión. Una máscara de tonos de codificación 2 es específica para los medios y la red, lo que permite a los usuarios activar tonos enmascarados por codificación 1 para proporcionar mayor redundancia. Como se describe a continuación, en algunos casos, los tonos habilitados por codificación 2 se usaron como portadoras

piloto y de control de trama para codificar información redundante para un modo de codificación robusto de tal manera que los receptores que usan la máscara de tonos de codificación 1 pudieron detectar y decodificar completamente el delimitador. Los datos que no se codificaron de forma redundante no se codificaron en tonos habilitados por la máscara de tonos de codificación 2 en consideración para los receptores que utilizan solo la máscara de tonos de codificación 1.

5

Tabla 4: Configuración n.º 1 - piloto y FC - Codificación 2 no usada

0	...	74	75	76	...	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102
Fuera de banda		X	X	X	F	P	F	F	F	P	X	X	X	X	X	F	F	P	F	F	

10

Tabla 5: Configuración n.º 2 - piloto, FC y datos - Codificación 2 no usada

0	...	74	75	76	...	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102
Fuera de banda A.		X	X	X	D	P	D	F	D	P	X	X	X	X	X	F	D	P	D	F	

[0149] En algunos casos, las portadoras 93 a 97 fueron habilitadas por la codificación 2. Las asignaciones de portadoras correspondientes que se usaron se muestran en las tablas 6 y 7.

15

Tabla 6: Configuración n.º 1 - piloto y FC - Codificación 2 habilitada

0	...	74	75	76	...	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102
Fuera de banda		X	X	X	F	<b>P</b>	F	F	F	<b>P</b>	<u>E</u>	<u>E</u>	<u>E</u>	<u><b>P</b></u>	<u>E</u>	F	F	<b>P</b>	F	F	

20

Tabla 7: Configuración n.º 2 - piloto, FC y datos - Codificación 2 habilitada

0	...	74	75	76	...	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102
Fuera de banda		X	X	X	D	<b>P</b>	D	F	D	<b>P</b>	<b>X</b>	<u>E</u>	<b>X</b>	<u><b>P</b></u>	<b>X</b>	F	D	<b>P</b>	D	F	

Piloto

25

[0150] En el delimitador ilustrado en la tabla 4, cada cuarto tono se reservó como piloto. Los tonos piloto se modularon de acuerdo con una tabla de referencia de fase (descrita más adelante) que se obtuvo de una señal chirp lineal que abarca portadoras de 0 a 50 MHz ("canal 1"). La misma tabla de referencia de fase se usó para portadoras de 50 a 100 MHz ("canal 2"). En algunos casos, la tabla de referencia de fase incluía múltiplos enteros de  $\pi/4$ .

30

Codificación en el canal 1 o canal 2

35

[0151] De la tabla de referencia de fase, cada cuarto tono se usó para el piloto y de esos tonos, solo los que fueron desenmascarados en la codificación 1 y codificación 2 de la máscara de tonos, fueron modulados para ese fin. La modulación piloto usada se muestra en la ecuación 3, donde se consideró que la *escala de QAM*, era 836 y la potencia se incrementó en 0,8 dB por encima de la carga útil.

$$FFT \text{ Piloto (Tonos piloto)} = Escala \text{ de QAM} \times Ref \text{ de fase (Tonos piloto)} \times Escala \text{ de IFFT} \times 10^{0,8/20} \quad (Ec. 3)$$

40

[0152] Este piloto transmitido también se mantuvo como referencia para el receptor después de que se corrigió la fase para el desfase del prefijo cíclico (*CP\_ desfase*) usado por el delimitador de la siguiente manera:

$$Ref \text{ de frec. de piloto Tx (Tonos piloto)} = FFT \text{ piloto (Tonos piloto)} \times \exp\left(-\frac{j \times 2\pi \times CP \text{ Desfase} \times \text{Índices de tono piloto}}{Longitud \text{ de FFT}}\right) \quad (Ec. 4)$$

45

donde, la longitud de FFTL fue 4096. El *CP\_ desfase* se describe más adelante. Debido a que las partes piloto, de control de trama y de carga útil del delimitador se combinaron antes de la operación de IFFT, la escala y la referencia de fase se aplicaron solo una vez al final.

Codificación en el canal 3

[0153] Para el canal 3, se combinaron las máscaras de tonos de los canales superior e inferior (canal 1 y canal 2, respectivamente), sin embargo, los tonos piloto se modularon de la misma manera usando la misma tabla de referencia de fase en las bandas superior e inferior. La *longitud de FFT* en la ecuación. 4 se cambió a 8192 y los índices de tono piloto se cambiaron en consecuencia.

**Control de trama (FC)**

[0154] Dependiendo de la configuración del delimitador, 3/4 o 1/4 de los tonos se codificaron como portadoras de FC. El campo de control de trama incluía 128 bits de información. La codificación se realizó en un módulo como se muestra en la figura 3, opcionalmente con etapas adicionales para una mayor redundancia. Después de la codificación, las subportadoras de FC fueron ajustadas a escala y rotadas en fase de acuerdo con la tabla de referencia de fase mencionada. Esto se muestra en la ecuación. 5:

$$FFT \text{ de control de trama (Tonos de FC)} = Escala \text{ de FCQAM} \times (FC_i + jFC_q) \times Ref \text{ de fase (Tonos de FC)} \times Escala \text{ de IFFT} \times 10^{n \times 20} \quad (Ec. 5)$$

[0155] Similar a la generación de piloto, IFFT y el ajuste de escala de potencia y la referencia de fase se aplicaron solo al final.

Codificación en el canal 1 o canal 2

[0156] La FC se codificó en base a los tonos disponibles en la codificación 1 de la máscara de tonos. En algunos casos, la codificación 2 de la máscara de tonos también se usó para proporcionar una mayor copia de diversidad. Esto se hizo iniciando una nueva tabla de copiadora de diversidad de longitud igual al número de tonos disponibles en la codificación 2 y comenzando la primera fila para I y Q desde donde terminó la tabla para el conjunto de codificación 1. Esto se muestra en las tablas 8 y 9. En esta implementación, la codificación 2 no era necesaria para una decodificación adecuada, pero mejoraba el rendimiento si estaba disponible.

Tabla 8: Tabla de copiadora de diversidad para codificación 1

Cod 1 portadora usada n.º	Dirección de bit intercalado en el canal I	Dirección de bit intercalado en el canal Q
0	0	128
1	1	129
2	2	130
...	...	...
c	c mod256	(c+128) mod 256
...	...	...
Cod 1 NúmPortadoras-1	(Cod 1 NúmPortadoras-1) mod256	((Cod 1 NúmPortadoras-1)+128) mod 256

Tabla 9: Tabla de copiadora de diversidad para codificación 2

Cod2 portadora usada n.º	Dirección de bit intercalado en el canal I	Dirección de bit intercalado en el canal Q
0	(Cod 1 NúmPortadoras) mod 256	((Cod 1 NúmPortadoras)+128) mod 256
...	...	...
Cod 2 NúmPortadoras-1	(Cod 1+Cod 2 NúmPortadoras-1) mod 256	((Cod 1+Cod 2 NúmPortadoras-1)+128) mod 256

Codificación en el canal 3

[0157] Para el canal 3, se combinaron las máscaras de tono de los canales 1 y 2. Sus respectivas máscaras de codificación 1 se mantuvieron igual que antes de fusionarse. Las nuevas máscaras de codificación 2 fueron, en general, diferentes. Debido a que un receptor debería ser capaz de detectar el control de trama de un transmisor que está usando el canal 3 solo mirando el canal 1, la codificación en la parte de canal 1 del canal 3 se mantuvo como se describió anteriormente. El canal 2, por otro lado, se inició desde donde el canal 1 terminó en la codificación 1. En otras palabras, el canal 2 se codificó usando el mismo enfoque de copia de diversidad descrito anteriormente, excepto que su primera fila para la codificación 1 fue similar a la de la codificación 2 del canal 1 como se muestra a continuación. La tabla de codificación 2 también siguió el mismo procedimiento descrito anteriormente y que se muestra en la tabla 11.

Tabla 10: Tabla de copiadora de diversidad para la banda superior del canal 3, codificación 1

Cod1 portadora usada n.º	Dirección de bit intercalado en el canal I	Dirección de bit intercalado en el canal Q
0	(Ca1, Cod 1 NúmPortadoras) mod 256	((Ca 1, Cod 1 NúmPortadoras)+128) mod 256
...	...	...
Ca2, Cod 1 NúmPortadoras-1	(Ca1, Cod 1 + Ca 2, Cod 1 NúmPortadoras-1) mod 256	((Ca1, Cod 1 + Ca2, Cod 1 NúmPortadoras-1)+128) mod 256

Tabla 11: Tabla de copiadora de diversidad para la banda superior del canal 3, codificación 2

Cod1 portadora usada n.º	Dirección de bit intercalado en el canal I	Dirección de bit intercalado en el canal Q
0	(Ca1, Cod 1 + Ca2, Cod 1 NúmPortadoras) mod 256	((Ca 1, Cod 1 + Ca2 Cod1 NúmPortadoras) +128) mod 256
...	...	...
Ca2, Cod 2 NúmPortadoras-1	(Ca1, Cod 1 + Ca2, Cod 1 + Ca2, Cod 2 NúmPortadoras-1) mod 256	((Ca1, Cod 1 + Ca2, Cod 1 + Ca2, Cod 2 NúmPortadoras-1)+128) mod 256

**Datos**

[0158] En canales con SNR altas, la codificación de la carga útil comenzó en el delimitador con la mitad de los tonos (cada dos tonos) en la banda reservada para los datos, como se muestra en la tabla 5. Los tonos que se habilitaron en la máscara de tono de codificación 1 fueron los tonos que transportan datos. La codificación 2 no se usó para los datos.

[0159] Para codificar las portadoras de datos, se usó un mapa de tono para determinar la modulación en los tonos que transportan datos. Después de las operaciones de intercalación de canales, los bits intercalados para cada bloque de datos se asignaron a cada símbolo comenzando a partir del delimitador. Esta asignación se realizó antes de la generación del símbolo delimitador. Los bits asignados a cada símbolo se asignaron a las portadoras de datos apropiadas de acuerdo con el mapa de tono. En algunos casos, la correlación se realizó por separado para el delimitador y la carga útil.

[0160] Los bits de información fueron codificados y modulados en símbolos posteriores. La codificación de datos en el canal 1 o 2 fue similar a la del canal 3, excepto que en el canal 3 se combinaron las bandas superior e inferior, lo que dio como resultado un mayor número de tonos.

**Generación de símbolo delimitador**

[0161] Una vez que se conoce la modulación en todas las portadoras en el dominio de frecuencia, se multiplican por la referencia de fase como se muestra en la ecuación. 6. Después de la operación IFFT y el posterior ajuste de escala, la potencia del delimitador se incrementó en 0,8 dB sobre el o los símbolos de carga útil. A continuación, se tomó una cantidad fija de muestras a partir de muestras de final del tiempo y se insertaron como un prefijo cíclico al frente del intervalo IFFT para crear un símbolo OFDM extendido (por ejemplo, como se muestra en la figura 4). El prefijo cíclico del delimitador incluía un intervalo de caída (RI) y un intervalo de seguridad (GI). La longitud de GI se eligió para acomodar la incertidumbre en la ubicación de inicio anunciada. En otras palabras, dado RI = 4,96 µs y GI = 6,96 µs, si la trama llega dentro de +/- 1 µs del límite del símbolo de búsqueda de inicio, el receptor aún puede procesar todo el delimitador (sin superposición) en su FFT. Esto se realiza procesando la forma de onda recibida en ubicación de inicio del paquete + RI + (GI-RI)/2, dando un desfase de CP de (GI + RI)/2.

$$\text{Dominio de tiempo} = \text{IFFT}(\text{Frec}(\text{Piloto}, \text{FC}, \text{Dato}) \times \text{Ref de fase}) \times \text{Escala de IFFT} \times 10^{0,8/20} \tag{Ec. 6}$$

[0162] En este ejemplo, se usó una IFFT real de 4096 puntos para transmitir en los canales 1 o 2, y una IFFT real de 8192 puntos en el caso del canal 3 con los tonos combinados. Además, se usó la misma referencia de fase para las partes de banda superior e inferior del canal 3.

**Detección y decodificación de delimitador**

**[0163]** El receptor determinó una estimación del tiempo de llegada de la trama para detectar y procesar con éxito la trama. El prefijo cíclico del delimitador permitía una cierta flexibilidad con respecto a la precisión de la ubicación de inicio esperada (por ejemplo, dentro de una tolerancia que dependía de la longitud del IG). Después de que se obtuvieron muestras del delimitador, la detección del delimitador (es decir, la confirmación de la presencia del delimitador usando los tonos piloto y la determinación de su ubicación de inicio) y los procesos de decodificación de FC en el receptor se realizaron simultáneamente. Una vez que se determinó una referencia coherente para la carga útil, se decodificó la parte de datos del delimitador (si está disponible).

**Detección**

**[0164]** Para que el receptor procese el delimitador completo (sin superposición) en su FFT, el receptor procesó la forma de onda recibida en ubicación de inicio del paquete + RI + (GI-RI)/2; donde, la ubicación de inicio del paquete era la posición de inicio esperada, RI era el tamaño de superposición y GI era la longitud del intervalo de seguridad. Para detectar el delimitador en los canales 1 y 2, el receptor usó un mismo algoritmo, mientras que para el canal 3, se usaron tamaños más grandes de FFT e IFFT (porque el canal 3 tenía más portadoras).

Detección en el canal 1 o canal 2

**[0165]** Los tonos piloto solo estaban presentes en 1/4 de todas las portadoras usadas. El delimitador se detectó usando solo la codificación 1 de la máscara de tono. Sin embargo, donde la codificación 2 también estaba disponible, el rendimiento del receptor mejoró aún más mediante el uso del conjunto combinado de tonos en codificación 1 y 2. Además de esto, en algunos casos, se usó el conocimiento de un mapa de amplitud para enmascarar los tonos piloto recibidos que tenían una amplitud de cero según el mapa de amplitud, evitando así los tonos piloto particulares en el detector.

**[0166]** La detección se realizó como se muestra en el diagrama de flujo de la figura 5A. La primera etapa después de la FFT de 4096 puntos fue eliminar la rotación de fase impuesta por el canal en los tonos piloto dividiendo las fases piloto recibidas por las fases transmitidas de la ecuación. 4 (porque las fases transmitidas eran conocidas tanto por el transmisor como por el receptor). A continuación, se obtuvo la respuesta de impulso del canal normalizado obteniendo la IFFT del resultado. Esto se representa mediante la ecuación 7. Debido a que los tonos piloto solo estaban presentes en cada cuarto operador, el tamaño de la IFFT real usada era 1024.

$$Respuesta\ norm. = IFFT (Máscara\ usada \times \exp(j(\phi_{RX}(k_p) - \phi_{TX}(k_p)))) / (TAMAÑO\ DE\ FFT/4/Num\ de\ tonos\ usados) \tag{Ec. 7}$$

$$Máscara\ usada = (Codificar\ 1\ Pilotos + Codificar\ 2\ Pilotos) \times (Maña\ de\ amplitud\ (Pilotos) \neq 0) \tag{Ec. 8}$$

donde,  $k_p$  era el número de portadoras de los tonos piloto para un total de TAMAÑO DE FFT/4, = 1024 portadoras,  $\Phi_{RX}$  era el ángulo de fase de los tonos piloto recibidos,  $\Phi_{TX}$  era la fase del tono piloto transmitido (de la ecuación. 4). Además, la máscara usada tenía una longitud de TAMAÑO DE FFT/4. Para obtener una mejor estimación del pico de impulso, se usó una ventana de promedio móvil o un filtro adaptado para ayudar a reducir el ruido y recoger la energía máxima propagada por el canal. En el enfoque de promedio móvil, el detector usó una ventana rectangular deslizante (Ven[]) de ancho de M muestras (por ejemplo, M = 21). Primero, la ubicación del pico se obtuvo mediante:

$$Idx\ máximo = Búsqueda\ de\ máximo ( |Respuesta\ norm.[n]| ) \tag{Ec. 9}$$

donde n variaba de 0 a (TAMAÑO DE FFT/2 -1)

**[0167]** En la ecuación anterior, *Idx máximo* es el número de muestras desde el inicio real de la trama. Se tradujo a entre +/-TAMAÑO DE FFT/4 muestras. Cuando fue necesario, este error de desfase se pasó al bloque de referencia coherente cuando se dio a conocer. Para determinar si se detecta un delimitador, se realizaron las siguientes operaciones:

$$X_{cort}[n] = \begin{cases} |Respuesta\ norm. [n]|, & |Respuesta\ norm.[n]| > K_{máx} \\ 0, & \text{de lo contrario} \end{cases} \tag{Ec. 10}$$

donde,  $K_{ruido} = 0,1$  se usó para filtrar el ruido. La ventana rectangular  $Ven[n]$  se usó para suavizar los datos realizando convolución circular con  $Xcort[n]$  de la siguiente manera:

$$\eta[n] = Xcort[n] \otimes Ven[n] \quad (\text{Ec. 11})$$

5

[0168] Para reducir el número de adiciones, la convolución se ejecutó solo en el intervalo:  $Idx \text{ máximo} + Longitud$  de  $Ven/2$  a  $Idx \text{ máximo} - Longitud$  de  $Ven/2$  de forma circular. Finalmente, el valor máximo de  $\eta[n]$  llamado  $C_{\text{máximo}}$  se comparó con un umbral fijo y, si se encontró más grande, se confirmó la detección del delimitador. Para mejorar el rendimiento del detector, en algunos casos, este procedimiento se realizó para dos ventanas rectangulares al mismo tiempo. Una ventana de gran ancho ayudó en situaciones de múltiples rutas, mientras que una ventana más pequeña intentó rechazar los impulsos.

10

15

[0169] Una vez que se obtuvo el pico y su ubicación, se confirmó la presencia del delimitador si el valor máximo estaba por encima del umbral requerido. La ubicación del máximo se usó para ajustar el inicio del siguiente símbolo. Cabe señalar que, dado que los pilotos solo estaban presentes en uno de cada cuatro tonos, solo se pudo detectar sin ambigüedad un error máximo de inicio de trama de  $4096/4$  o  $1024$  muestras ( $\pm 5,12 \mu s$ ). Para utilizar completamente este límite máximo, dado el IR de  $4,96 \mu s$ , se usó un IG de  $152 \mu s$  para procesar una señal limpia no solapada. Con el IG predeterminado de  $6,96 \mu s$ , se pudo detectar un error de hasta  $\pm 1 \mu s$  sin degradación.

20

### Detección en el canal 3

25

[0170] Como se describió anteriormente, un receptor debería ser capaz de detectar el delimitador de un transmisor que usa el canal 3 solo mirando el canal 1. Si el receptor usara ambos canales, se podría seguir el mismo procedimiento para detectar la presencia del delimitador en los canales 1 y 2 hasta el final de la etapa 4 (figura 5A). En algunos casos, las dos respuestas al impulso se combinaron antes de completar las etapas restantes. Además, en algunos casos, en lugar de dos operaciones  $4096$  FFT separadas, se realizó una operación  $8192$  FFT al comienzo en la etapa 1 (figura 5A).

30

### **Generación de referencia coherente y decodificación de control de trama**

35

[0171] Dependiendo de la configuración del sistema, se usaron  $3/4$  o  $1/4$  de tonos en el delimitador como tonos de FC. Antes de que se pudiera decodificar el control de trama, se estimó una referencia coherente que representa los efectos del canal sobre las respectivas amplitudes y fases de las portadoras (por ejemplo, la respuesta de frecuencia dependiente de la fase). Esto se realizó usando los tonos piloto recibidos y transmitidos. Una vez que se obtuvo la referencia coherente de FC, se decodificó el FC. El FC se volvió a codificar y se generó una nueva referencia coherente para la carga útil.

### Canal 1 o canal 2

40

[0172] El control de trama generalmente se procesó usando la codificación 1 de la máscara de tono sola. Sin embargo, si la codificación 2 también estaba disponible, el rendimiento del receptor se mejoró aún más mediante el uso de copiado de diversidad adicional en el conjunto de portadoras de la codificación 2. Además de esto, en algunos casos, el conocimiento del mapa de amplitud se usó para enmascarar los tonos de FC recibidos que tenían amplitudes de cero, evitando así los tonos particulares en el receptor.

45

50

[0173] La primera fase en el procesamiento de FC, generación de referencia coherente, se realizó de acuerdo con la secuencia de operaciones descrita con respecto a la figura 5B. Se obtuvo una referencia de canal inicial basada en los tonos usados dividiendo las portadoras piloto recibidas (de la salida Rx FFT) por las de la ecuación. 4. La rotación de fase en cada tono resultante del error de compensación en las muestras desde el inicio de la trama se corrigió como se muestra en la ecuación. 12:

$$\text{Ajuste de referencia piloto (Tonos)} = \text{Referencia piloto (Tonos)} \times \exp\left(\frac{-j \times 2\pi \times \text{Error de desfase} \times \text{Índices de tono}}{\text{Longitud de FFT}}\right)$$

(Ec. 12)

55

donde, RefPiloto es la salida de la etapa 1 y Error de desfase es el error informado por el detector delimitador dado por la ecuación 9. Cuando, debido a los retardos en la tubería, se desconocía la salida del detector, se omitió esta etapa. Para errores de desfase grandes (por ejemplo  $> 1 \mu s$ ) hubo cierta ambigüedad de fase entre las muescas que a veces condujo a una referencia coherente de FC que no era muy precisa en los bordes. Sin embargo, debido a que el FC estaba codificado con QPSK, el impacto no fue dañino. En la etapa 3, se estimó la respuesta del canal para tonos en espacios entre los tonos piloto y las muescas. La máscara de tono usada aquí fue la dada por la

ecuación. 8. Para empezar, el primer y el último tono piloto válido fueron copiados extendidos a DC y Longitud de FFT/2, respectivamente. Es decir, todas las portadoras que estuvieron antes/después de la primera/última portadora sin máscara, tomaron su valor de datos de la primera/última portadora sin máscara. La interpolación lineal se siguió entre cada dos tonos piloto válidos para obtener estimaciones de canal para los tonos faltantes.

[0174] Supongamos que se conocen las portadoras A y B, y se desea interpolar entre estos valores para calcular C, que estaba en tonos L lejos de A y tonos H lejos de B. Para ser más exactos, la interpolación se realizó por separado para la fase y la amplitud. La amplitud de C se descubrió de la siguiente manera:

$$|C| = \frac{H \times |A| + L \times |B|}{L + H} \quad (\text{Ec. 13})$$

[0175] La fase de C se descubrió usando los mismos principios y considerando la relación de fase entre A y B cuando la fase cruzó del cuadrante 1 al 4 o viceversa. Se supuso que las fases de A y B estaban entre 0 y 360 grados y se calcularon de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{Si } (\angle A < 90) \text{ Y } (\angle B \geq 270) &\longrightarrow \angle B = \angle B - 360 \\ \text{Si } (\angle B < 90) \text{ Y } (\angle A \geq 270) &\longrightarrow \angle A = \angle A - 360 \end{aligned} \quad (\text{Ec. 14})$$

[0176] Esto fue seguido por la ecuación. 15 para calcular la fase de C.

$$\angle C = \frac{H \times \angle A + L \times \angle B}{L + H} \quad (\text{Ec. 15})$$

[0177] En algunos casos, esto se hizo interpolando por separado las partes reales e imaginarias de las portadoras. La misma ecuación que la ecuación. 13, excepto que en lugar de los valores absolutos, se usaron partes reales o imaginarias de las portadoras A y B para interpolar las partes reales e imaginarias de la portadora C, respectivamente.

[0178] Una vez que se descubrió una estimación de respuesta de canal para todas las portadoras faltantes, se aplicó una ventana de Hanning estrecha (con un centro plano) a la respuesta en el dominio del tiempo a través de un filtro de suavizado FIR para la reducción de ruido. A continuación, si no se omitió la etapa 2, la rotación de fase debido al error de desfase se añadió nuevamente. La ecuación para la etapa 5 en este caso fue sustancialmente la misma que la ecuación. 12 excepto que se quitó el signo negativo. Al final de la etapa 5, la referencia coherente FC estaba lista para ser usada. Para los casos en los que previamente se almacenó una referencia coherente de carga útil para este canal en particular, el valor almacenado se promedió con esta nueva estimación para obtener una referencia coherente más precisa. Antes de promediar las referencias, se estimó el tiempo de compensación potencial entre ellas en términos del número de muestras. Se usó un correlacionador de fase para determinar este cambio de muestra en dos etapas: Primero, realizando una correlación gruesa en etapas de 1 muestra, y segundo, realizando una correlación fina en etapas de 0,01 muestras dentro del intervalo obtenido del correlacionador grueso. Una vez que se estimó el desfase, la referencia coherente anterior (RefCohAnt) se ajustó antes de colocarse en el filtro de promedio de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{Referencia coherente nueva} = &\alpha \times \text{Referencia coherente anterior} \times \exp(-i \times 2\pi \times (0 : \text{Longitud de FFT} / 2 - 1) \times \text{Cambio de muestra} / \text{Longitud de FFT}) \\ &+ (1 - \alpha) \times \text{Referencia coherente actual} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 16})$$

donde,  $\alpha$  es 0,75.

[0179] El control de trama se decodificó usando una secuencia de operaciones como se muestra en la figura 5C. Como se describió anteriormente, la codificación 1 de máscara de tono fue suficiente para decodificar el control de trama usando, por ejemplo, un algoritmo descrito en el estándar HomePlug AV. Sin embargo, donde la codificación 2 de máscara de tono también estaba disponible, se combinaron más copias de los bits intercalados en el proceso de decodificación como se muestra en la tabla 9. En esta fase, solo las portadoras de FC se dividieron por las portadoras correspondientes en la referencia coherente. La máscara usada aquí fue una combinación combinada de máscaras de tono válidas de codificación 1 y codificación 2. Además, como se muestra en la etapa 2 en la figura 5C, el mapa de amplitud también se usó para enmascarar los tonos que se desactivaron antes de la IFFT en el

transmisor. Las etapas 3 y 4 se describen con más detalle en la ecuación. 17. En este ejemplo, la SNR por tono se estimó a partir del ruido de constelación en el delimitador. El ruido por portadora se calculó a su vez como el cuadrado de la diferencia entre decisiones blandas y duras. Además, se obtuvo la SNR promedio sobre todos los tonos para ayudar a determinar el tipo de filtro de suavizado usado en la fase final. De forma alternativa, se usó un historial de SNR guardado de tramas anteriores.

$$Const. Rx(\text{Tonos de FC}) = \frac{FFT \text{ de } RX (\text{Tonos de FC}) \times \exp\left(\frac{j \times 2\pi \times CP \text{ desfase} \times \text{Índices de tonos de FC}}{\text{Longitud de FFT}}\right) \times 10^{-0.8 \times 20}}{\text{Referencia coherente} (\text{Tonos de FC}) \times \text{Escala de IFFT} \times \text{Ref. de fase} (\text{Tonos de FC})}$$

(Ec. 17)

10 **[0180]** Una vez que el control de trama se decodificó en la fase 2, se volvió a codificar para obtener las portadoras de FC transmitidas. Esto se muestra en la figura 5D y también se describe en la ecuación. 5. A continuación, se calculó una nueva referencia coherente usando el piloto combinado transmitido y las portadoras de FC. Esto fue más preciso ya que las brechas eran menores y se usaron más portadores en la estimación y luego se usó para decodificar la carga útil.

15 **[0181]** La fase final de la generación de referencia coherente de la carga útil se realizó usando una secuencia de etapas mostradas en la figura 5E. En este caso, se repitió el mismo proceso que antes, pero esta vez, las portadoras piloto y de FC combinadas se usaron para interpolar las brechas restantes. También dependiendo de la SNR promedio (sobre todos los tonos), se usaron los coeficientes de filtro de Hanning estrecho o ancho en el filtro de suavizado. La ventana estrecha funcionó bien a bajas SNR, mientras que la ventana ancha proporcionó una mejor estimación a mayores SNR. El resultado final se usó como referencia coherente de la carga útil. Cabe destacar que en algunos casos, las etapas 2 y 5 de la figura 5E se implementaron para aumentar la calidad de la referencia coherente que se calculó. En algunos casos, el bloque de detección del delimitador proporcionó el error de desfase usado en la ecuación. 12.

25 Canal 3

**[0182]** Aunque el canal 3 combinó las bandas de frecuencia del canal 1 y el canal 2, el número de bits de información en el control de trama se mantuvo en 128 bits. Similar al algoritmo de detección, los receptores que solo miraron el canal 1 pudieron decodificar con éxito el control de trama en este caso.

30 **[0183]** El procedimiento para generar una referencia coherente y decodificar el control de trama para el canal 3 fue similar al descrito anteriormente, excepto que se aumentó el número de tonos usados y que hubo copiado de diversidad adicional en el canal 2. La decodificación se realizó simultáneamente en los canales 1 y 2 como entidades separadas usando sus respectivas máscaras de tono o como un canal usando la máscara de tono combinada. Cuando esto se hizo por separado, se necesitó una pausa en la etapa 5 de la fase 2 para combinar adecuadamente las copias de diversidad de ambos canales antes de proceder a decodificar el FC. Una vez que se obtuvieron las referencias coherentes de ambos canales, se combinaron para formar la referencia coherente general para el canal 3.

40 **[0184]** Cuando se realizó la decodificación usando la máscara de tono combinada, también se realizó la combinación de diversidad. El direccionamiento de la diversidad en la parte de codificación 1 fue contiguo y siguió la máscara de tono combinada. El direccionamiento de diversidad en la parte de codificación 2 se detuvo al final de la banda inferior y se reinició con una dirección diferente al comienzo de la banda superior, como se muestra en la tabla 11. Como se explicó anteriormente, esto permitió a los receptores decodificar el FC simplemente procesando la banda inferior, al tiempo que proporciona un alto nivel de diversidad al procesar toda la banda del canal 3.

Decodificando la carga útil

50 **[0185]** El delimitador transportaba carga útil de datos cuando las condiciones del canal eran favorables. Las asignaciones de portadora se basaron en la configuración que se muestra en la tabla 5. Solo los tonos habilitados por la máscara de tono de codificación 1 se utilizaron para transportar datos en paquetes no Robo. La carga útil se demoduló de manera similar al control de trama como se muestra en la ecuación a continuación.

$$\text{Const. Rx (Tonos de datos)} = \frac{\text{FFT de Rx (Tonos de datos)} \times \exp\left(\frac{j \times 2\pi \times \text{CP\_desfase} \times \text{Índices de tonos de datos}}{\text{Longitud de FFT}}\right) \times 10^{-0.20}}{\text{Referencia coherente (Tonos de datos)} \times \text{Escala de IFFT} \times \text{Ref. de fase (Tonos de datos)}} \quad (\text{Ec. 18})$$

[0186] Después de calcular las constelaciones recibidas, las relaciones de probabilidad de registro (LLR) por bits de datos codificados en portadoras se obtuvieron usando el mapa de tono y los puntos de constelación recibidos. Después de esto, las LLR se unieron con las LLR de los símbolos posteriores y se desintercalaron, se decodificaron con Turbo y se desaleatorizaron los bits de datos finales.

**Tabla de referencia de fase**

[0187] La referencia de fase era una forma de onda chirp lineal y la fase para cada portadora se definió como el número de ángulo de fase de la portadora multiplicado por  $\pi/4$ . Los números de ángulo de fase fueron números enteros de 0 a 7. Con la primera portadora válida  $FC = 75$  y la última portadora válida  $LC = 3277$  (longitud de FFT 8192), la tabla se calculó de la siguiente manera:

$$\text{Ángulo de fase (K)} = \text{Suelo} \left( \frac{\text{Tiempo de fase(K-1)}}{\pi / 4} \right) \quad (\text{Ec. 19})$$

donde,  $K$  significa portadores de  $FC$  a  $LC$ ,  $\text{Ángulo de Fase (LC)} = 7$ , y  $\text{Tiempo de fase}$  fue dado por:

$$\text{Tiempo de fase(K)} = \text{Mod}(\text{Tiempo de fase(K-1)} - \frac{(K - FC + 1) \times 2\pi}{\text{NúmPortadoras}}, 2\pi) \quad (\text{Ec. 20})$$

donde,  $\text{Tiempo de fase}$  era inicialmente cero,  $K$  era de  $FC-1$  a  $LC-2$ ,  $\text{Mod}$  se refería a la operación de módulo y  $\text{NúmPortad}$  estaba dado por:

$$\text{NúmPortadoras} = LC - FC + 1 \quad (\text{Ec. 21})$$

[0188] Las técnicas descritas anteriormente se pueden implementar usando software para ejecución en un sistema informático. Por ejemplo, el software define procedimientos en uno o más programas informáticos que se ejecutan en uno o más sistemas informáticos programados o programables (por ejemplo, sistemas informáticos de escritorio, distribuidos, cliente/servidor), cada uno de los cuales incluye al menos un procesador, al menos un sistema de almacenamiento de datos (por ejemplo, que incluye elementos de memoria y/o almacenamiento volátiles y no volátiles), al menos un dispositivo de entrada (por ejemplo, teclado y ratón) o puerto, y al menos un dispositivo de salida (por ejemplo, monitor) o puerto. El software puede formar uno o más módulos de un programa más grande.

[0189] El software se puede proporcionar en un medio de almacenamiento legible por ordenador, tal como un CD-ROM, legible por un ordenador programable de uso general o especial o entregado a través de un medio (por ejemplo, codificado en una señal propagada) tal como la red a un ordenador donde se ejecuta. Cada programa informático de este tipo se almacena o descarga preferentemente en un medio de almacenamiento (por ejemplo, memoria o medios de estado sólido, o medios magnéticos u ópticos) legible por un ordenador programable de uso general o especial, para configurar y operar el sistema informático cuando el medio de almacenamiento es leído por el sistema informático para realizar los procedimientos del software.

[0190] Muchas otras implementaciones de la invención distintas de las que se han descrito anteriormente están dentro de la invención, que se define mediante las siguientes reivindicaciones.

## REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para comunicación (200) entre estaciones (102) a través de un medio compartido (110), comprendiendo el procedimiento:

5

recibir una primera forma de onda en una primera estación transmitida a través del medio compartido (110) desde una segunda estación, incluyendo la primera forma de onda una carga útil que tiene múltiples segmentos, y durante la recepción de un primer segmento de la carga útil, iniciar el procesamiento de un subconjunto de segmentos de la carga útil, recibido antes del primer segmento de la carga útil para generar una información de acuse de recibo selectivo, SACK, parcial que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el subconjunto procesado de segmentos, han sido decodificados correctamente por la primera estación;

10

transmitir una segunda forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido (110), incluyendo la segunda forma de onda la información SACK parcial; y

15

transmitir una tercera forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido (110), después de transmitir la segunda forma de onda, incluyendo la tercera forma de onda información de acuse de recibo retardado que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el primer segmento de la carga útil, han sido decodificados correctamente por la primera estación.

20

2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que cada segmento de la carga útil comprende al menos un símbolo que tiene una longitud de símbolo predeterminada, con frecuencias de portadora de componentes de frecuencia de cada símbolo siendo múltiplos enteros de un intervalo de frecuencia determinado por el inverso de la longitud de símbolo.

25

3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la primera forma de onda incluye información de control de trama que especifica que la información de acuse de recibo retardado para los uno o más segmentos de la carga útil puede estar incluida en la tercera forma de onda.

30

4. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que la información de control de trama que especifica que la información de acuse de recibo retardado para los uno o más segmentos de la carga útil puede estar incluida en la tercera forma de onda está representada por un número de bytes o una duración de la carga útil.

35

5. El procedimiento de la reivindicación 4, que comprende además transmitir la tercera forma de onda en respuesta a la detección de que el número de bytes o la duración de la carga útil satisface una condición umbral.

40

6. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la primera forma de onda incluye información que especifica para cuál de los uno o más segmentos de la carga útil, una información de acuse de recibo retardado puede estar incluida en la tercera forma de onda.

45

7. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la primera forma de onda se transmite de acuerdo con uno de un protocolo de datagramas de usuario, UDP, o un protocolo de control de transmisión, TCP.

8. Un sistema para comunicación (200) entre estaciones (102) a través de un medio compartido (110), comprendiendo el sistema:

50

una primera estación configurada para:

recibir una primera forma de onda a través del medio compartido (110), incluyendo la primera forma de onda una carga útil que tiene múltiples segmentos,

55

iniciar, durante la recepción de un primer segmento de la carga útil, el procesamiento de un subconjunto de segmentos de la carga útil recibido antes del primer segmento de la carga útil para generar una información de acuse de recibo selectivo, SACK, parcial que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el subconjunto procesado de segmentos, han sido decodificados correctamente por la primera estación;

60

transmitir una segunda forma de onda a través del medio compartido (110), incluyendo la segunda forma de onda la información SACK parcial; y

65

transmitir una tercera forma de onda desde la primera estación a través del medio compartido (110), después de transmitir la segunda forma de onda, incluyendo la tercera forma de onda información de acuse de recibo retardado que especifica cuáles de uno o más segmentos de la carga útil, incluyendo el primer segmento de la carga útil, han sido decodificados correctamente por la primera estación.

- 5           **9.** El sistema de la reivindicación 8, que comprende además una segunda estación que transmite la primera forma de onda a través del medio compartido (110), en el que la segunda estación está configurada para incluir en la primera información de control de trama de forma de onda que especifica que la información de acuse de recibo retardado para los uno o más segmentos de la carga útil puede estar incluida en la tercera forma de onda.
- 10           **10.** El sistema de la reivindicación 9, en el que la segunda estación está configurada además para especificar que la información de acuse de recibo retardado para los uno o más segmentos de la carga útil puede estar incluida en la tercera forma de onda, ajustando un número de bytes o una duración de la carga útil.
- 15           **11.** El sistema de la reivindicación 10, en el que la primera estación está configurada para transmitir la tercera forma de onda en respuesta a la detección de que el número de bytes o la duración de la carga satisface una condición umbral.
- 12.** El sistema de la reivindicación 9, en el que la segunda estación está configurada para incluir en la primera forma de onda información que especifica para cuál de los uno o más segmentos de la carga útil, una información de acuse de recibo retardado puede estar incluida en la tercera forma de onda.
- 20           **13.** El sistema de la reivindicación 9, en el que las estaciones primera y segunda negocian uno o más parámetros asociados con la transmisión de la tercera forma de onda antes de que la primera estación transmita la tercera forma de onda.
- 25           **14.** Un programa informático que comprende instrucciones para llevar a cabo un procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7 cuando se ejecuten en uno o más ordenadores.

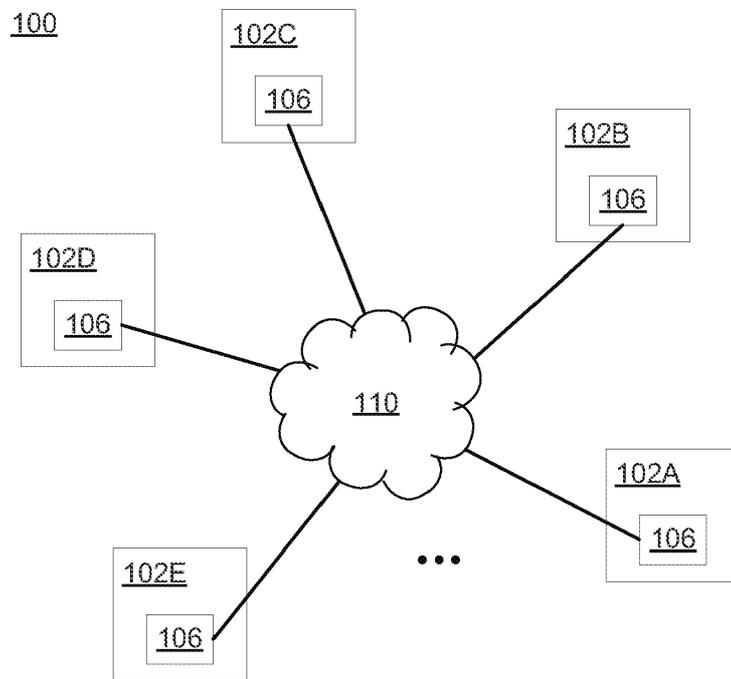


FIG. 1

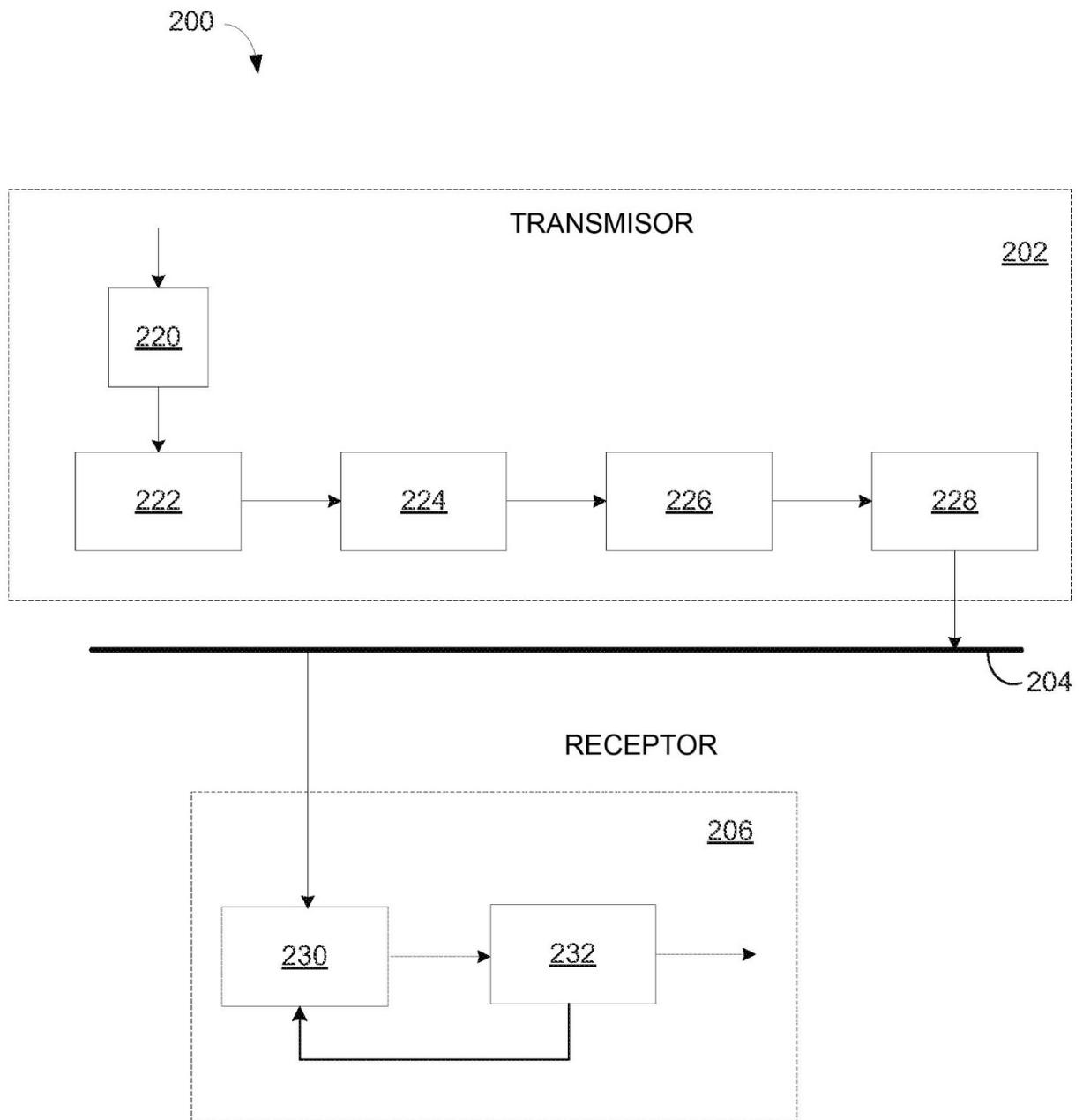


FIG. 2

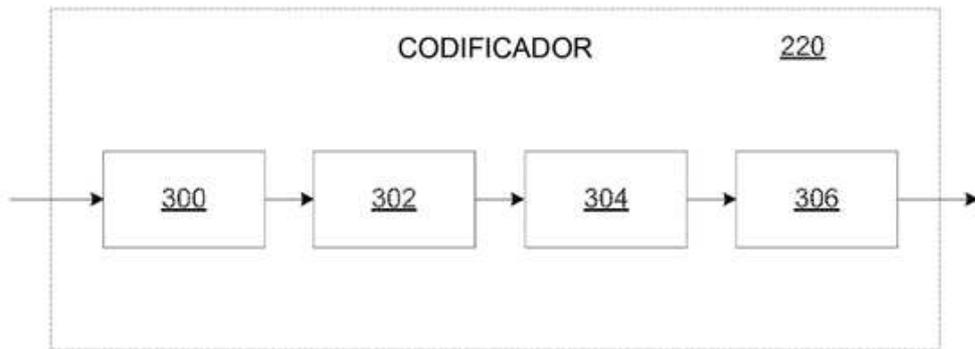


FIG. 3

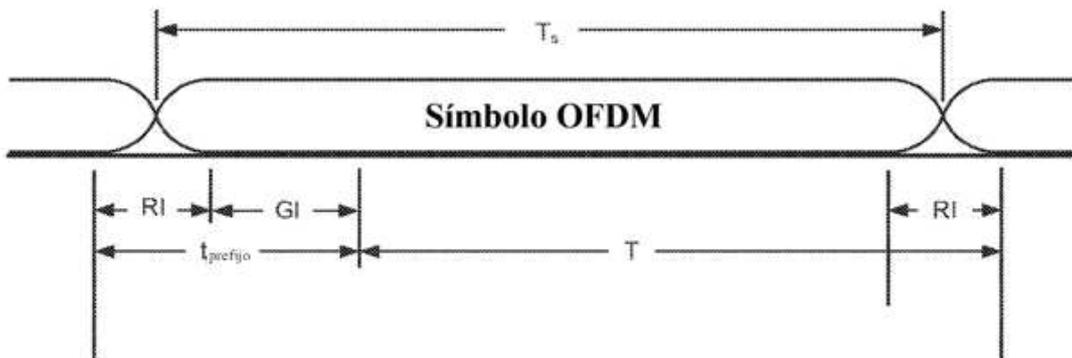


FIG. 4A

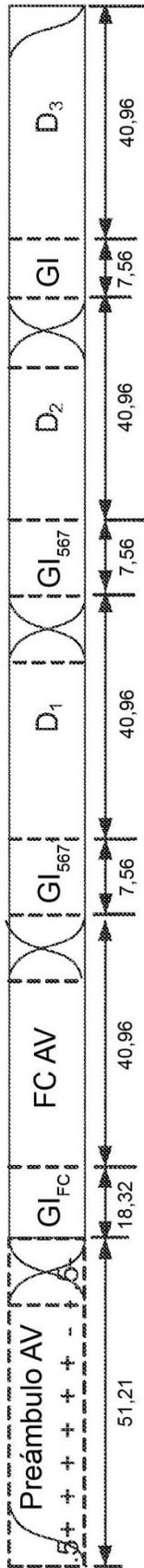


FIG. 4B

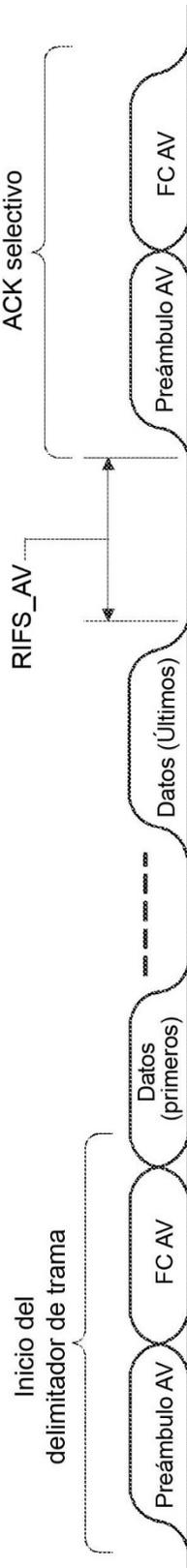


FIG. 4C

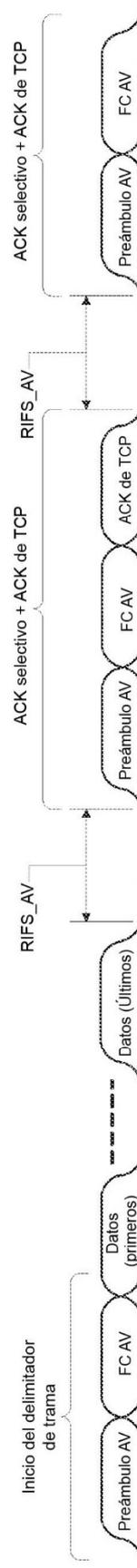


FIG. 4D

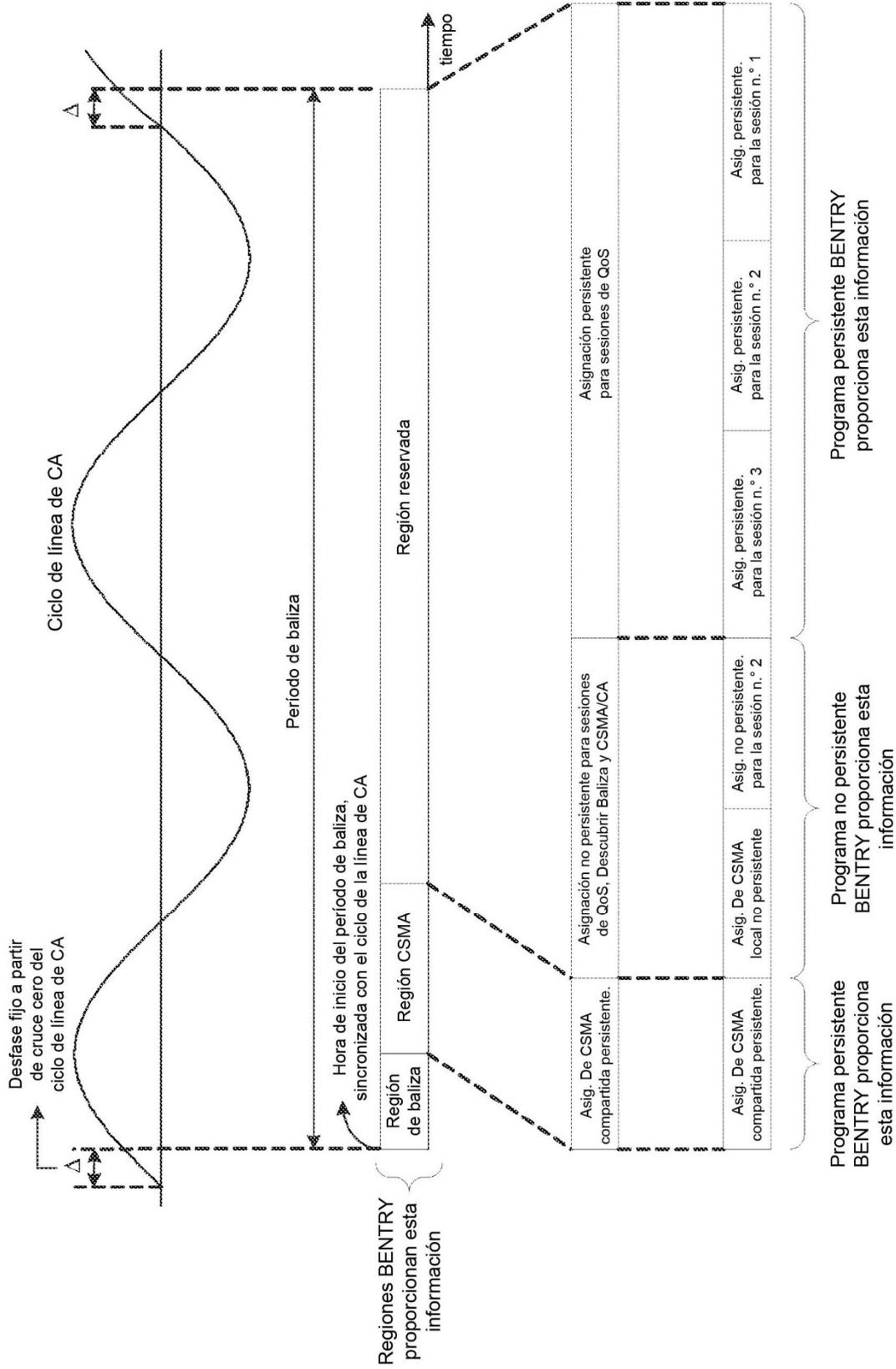


FIG. 4E

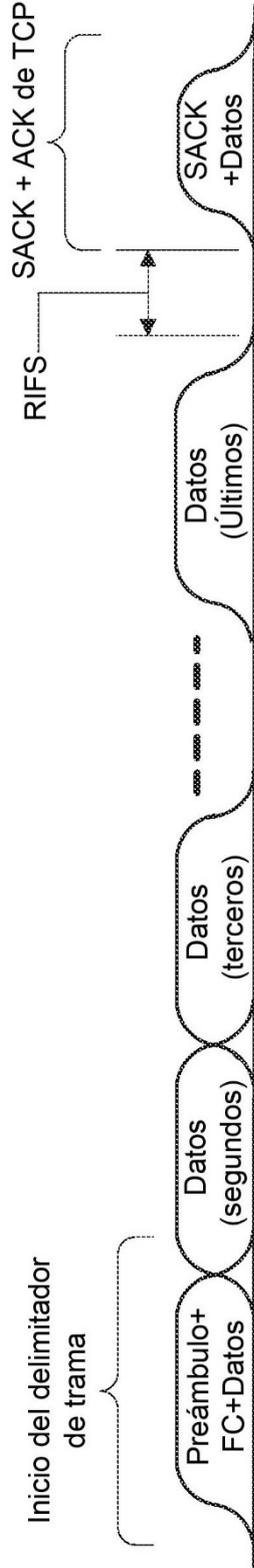


FIG. 4F

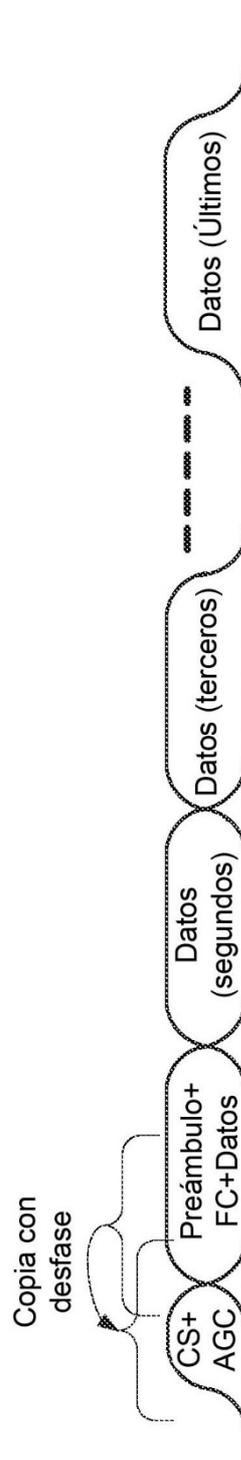


FIG. 4G

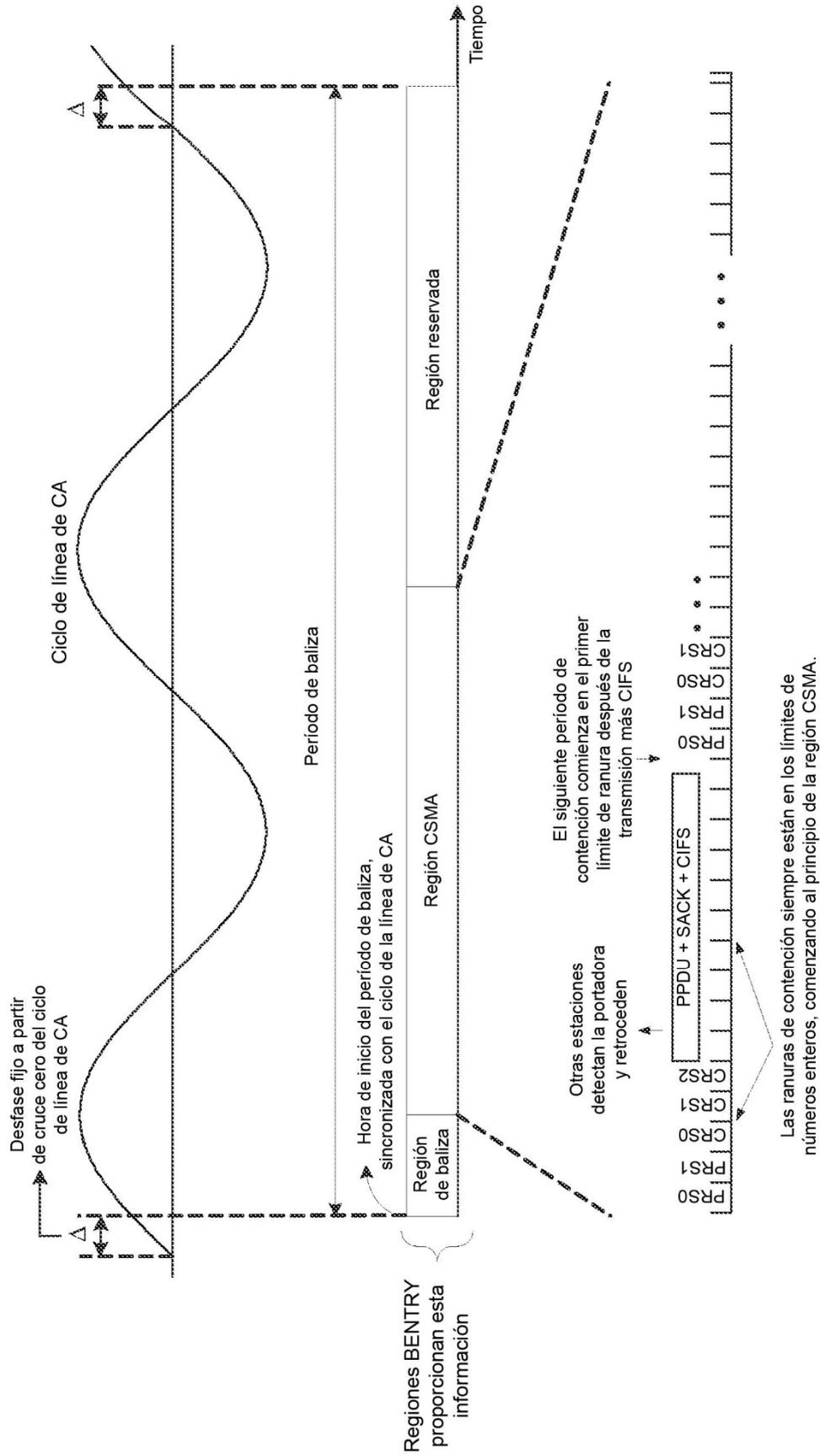


FIG. 4H

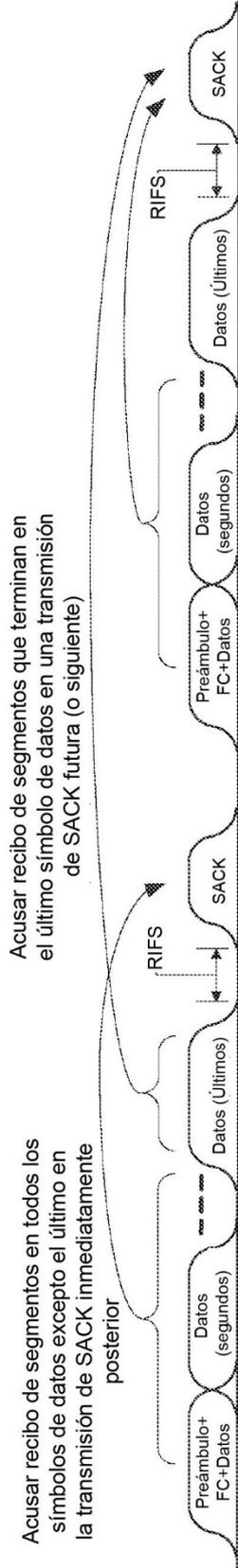


FIG. 4I

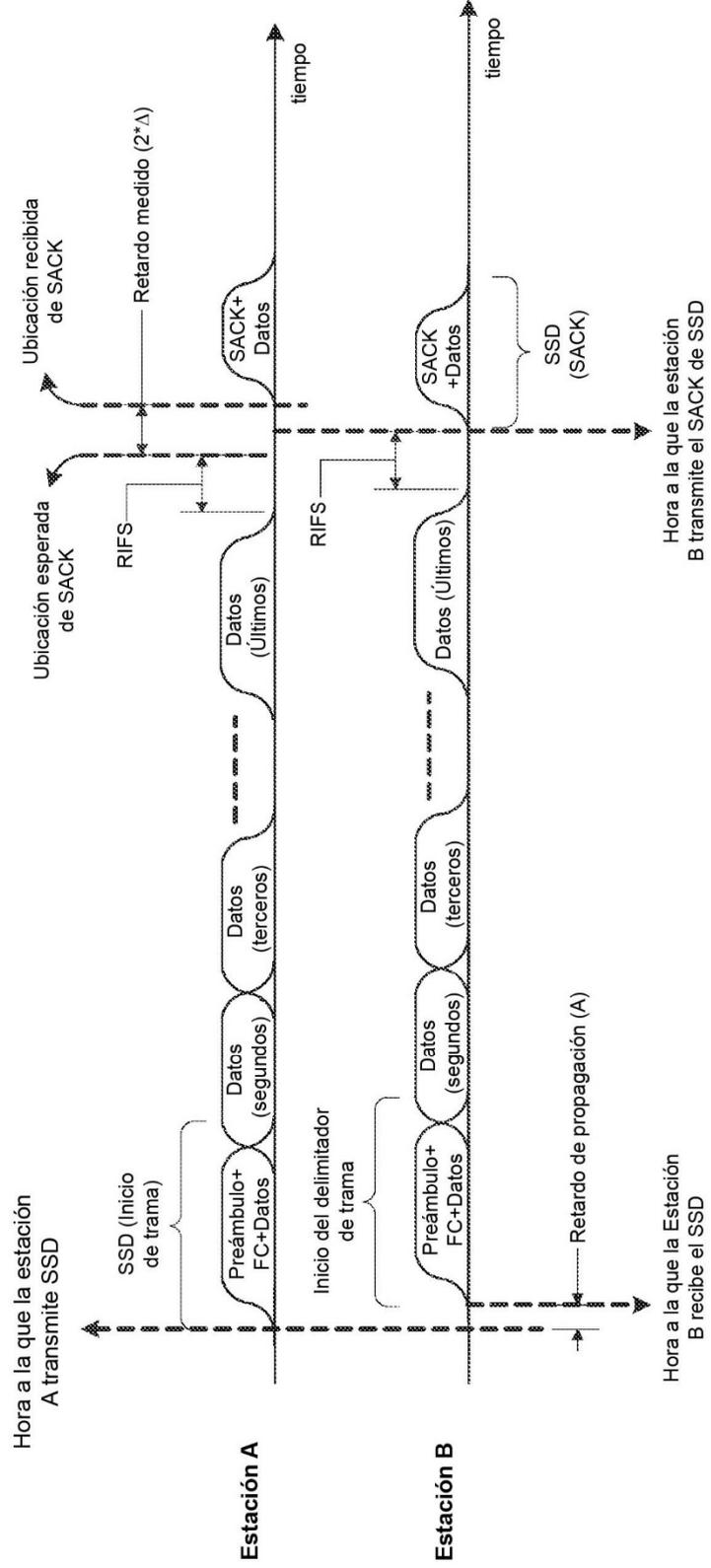


FIG. 4J

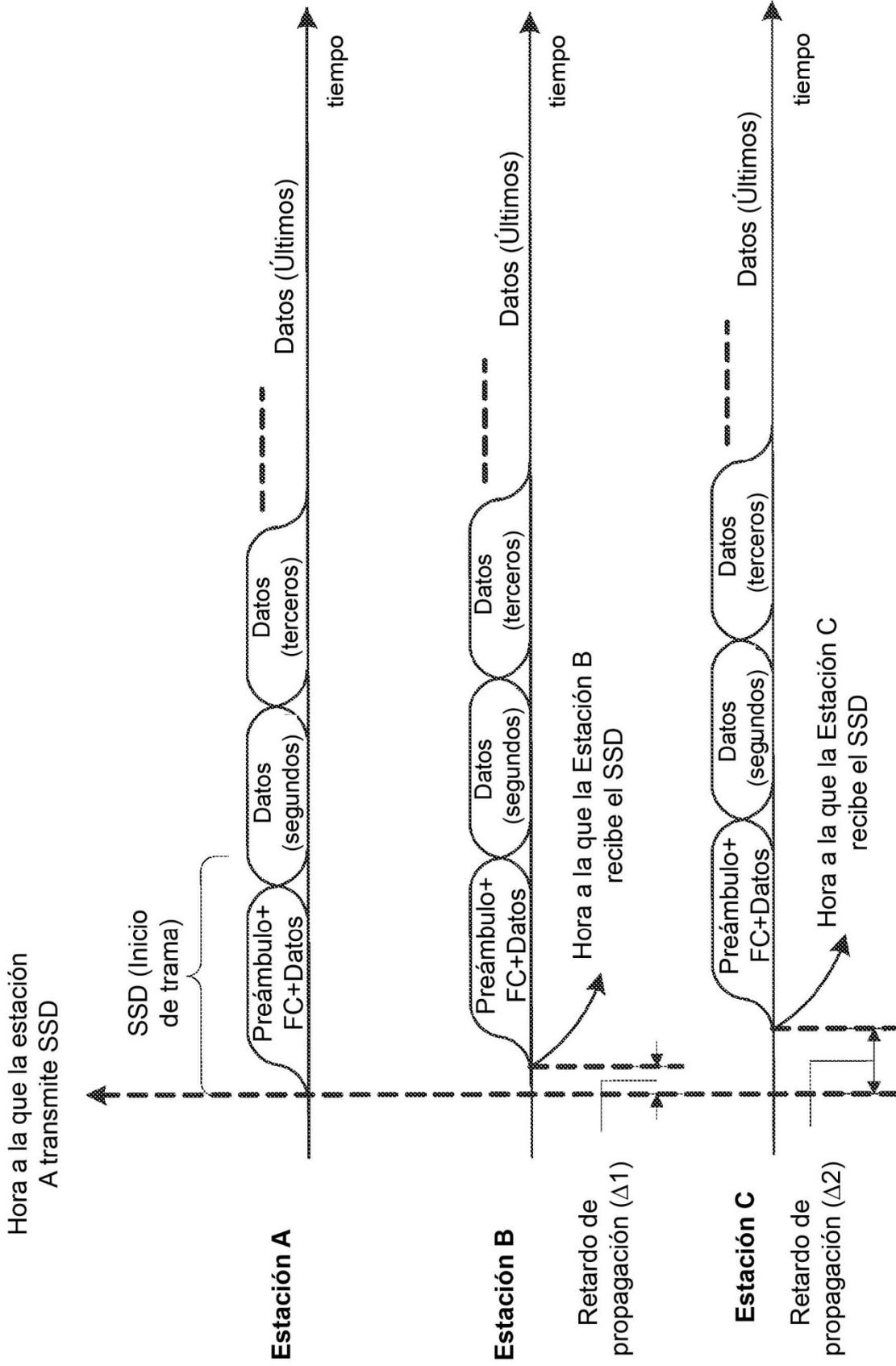


FIG. 4K

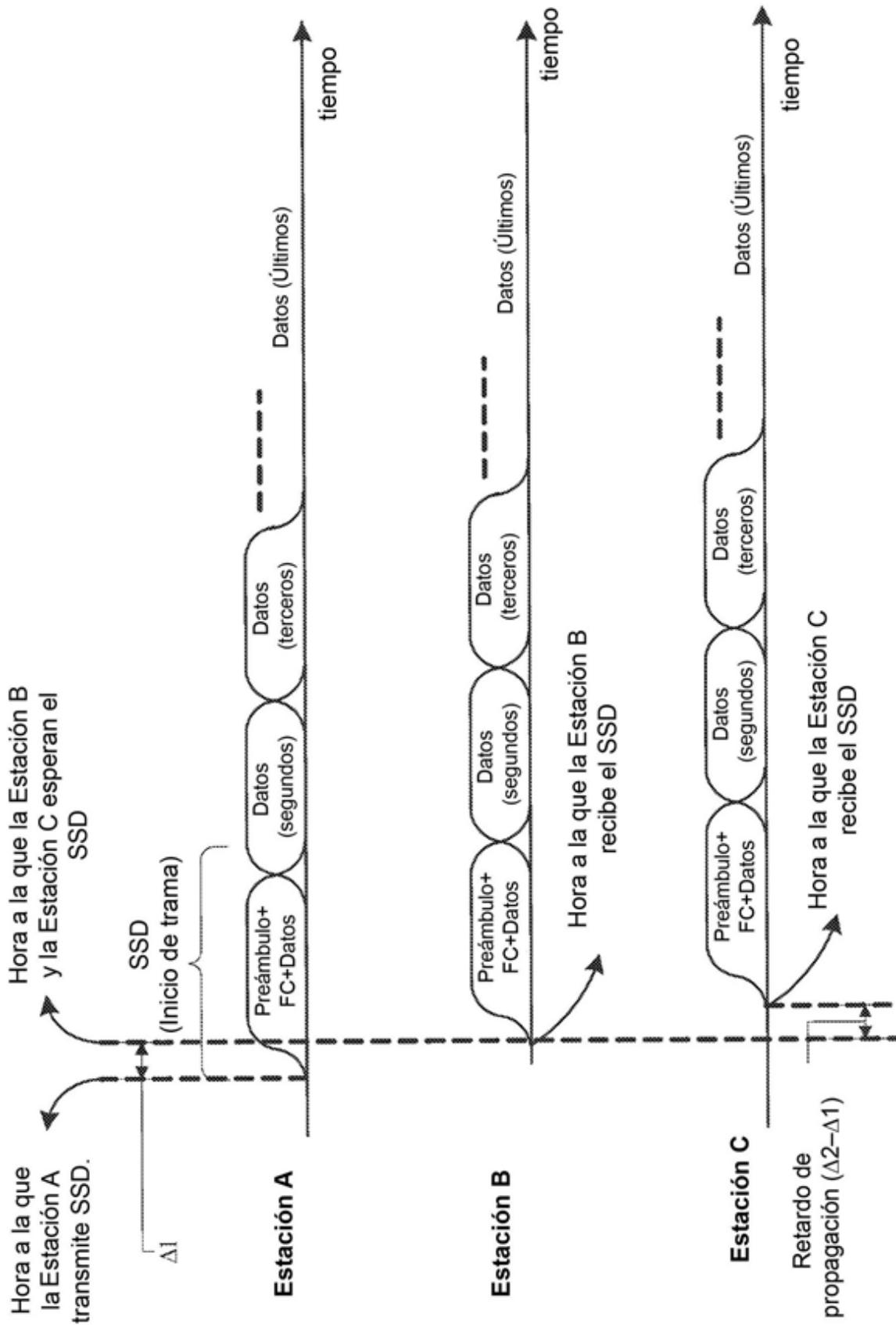


FIG. 4L

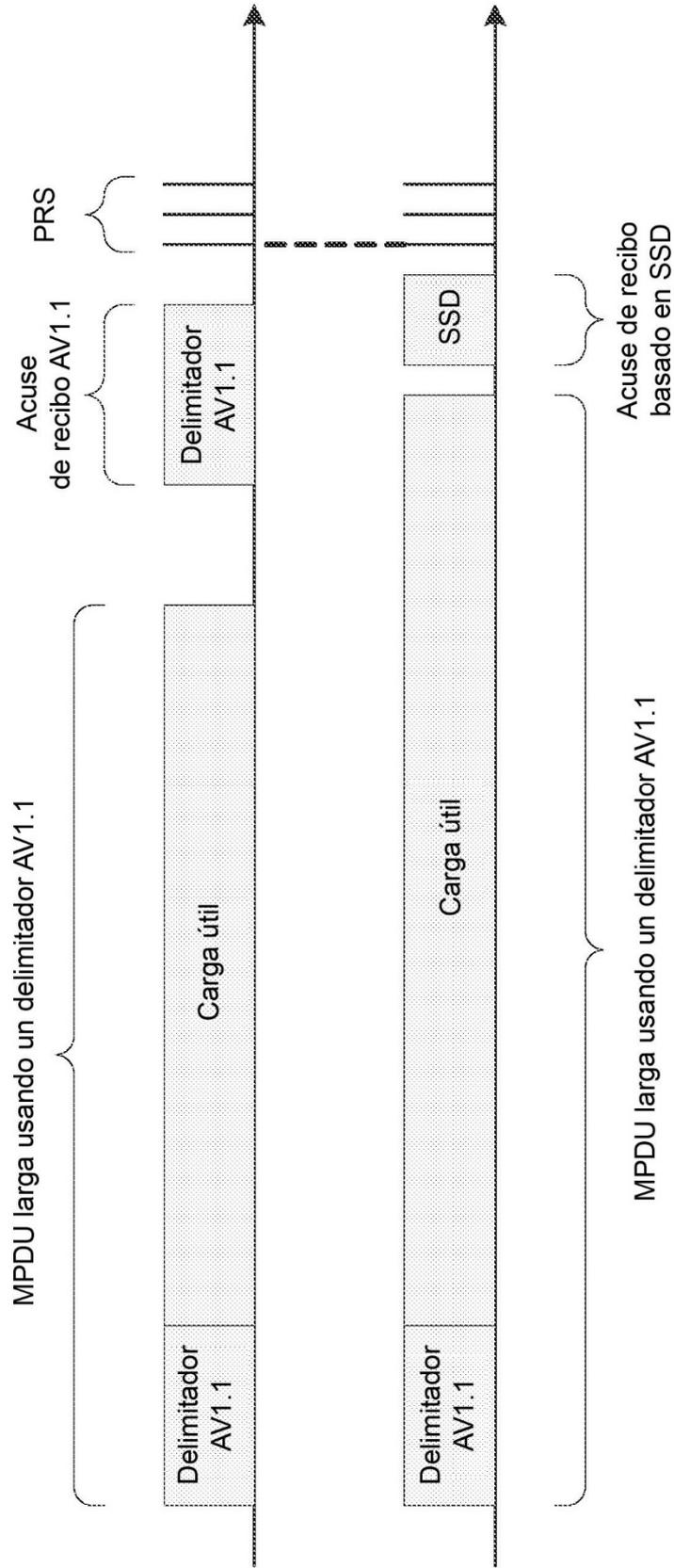


FIG. 4M

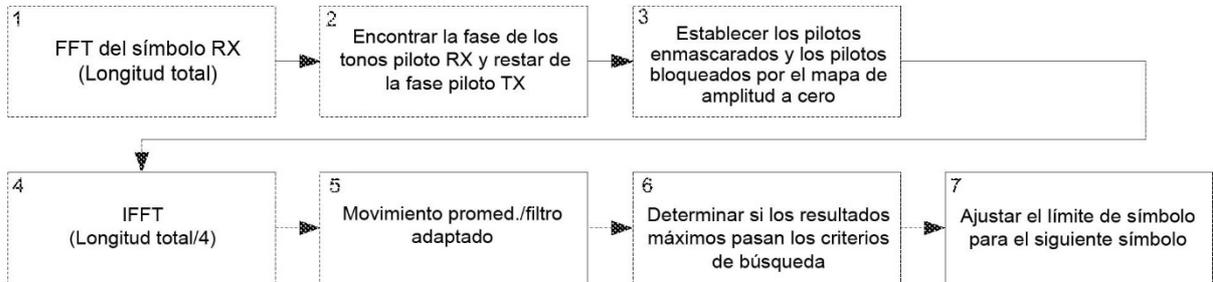


FIG. 5A

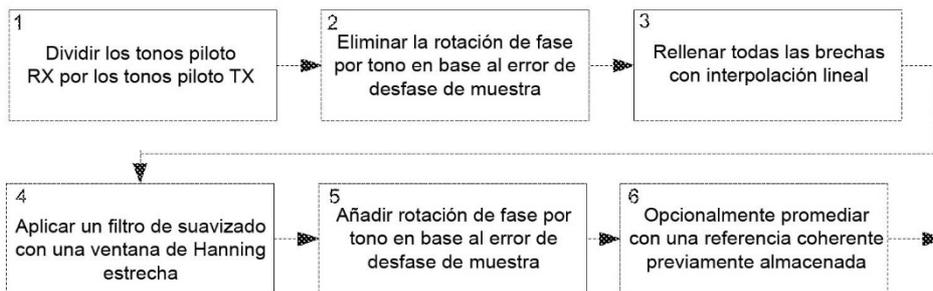


FIG. 5B

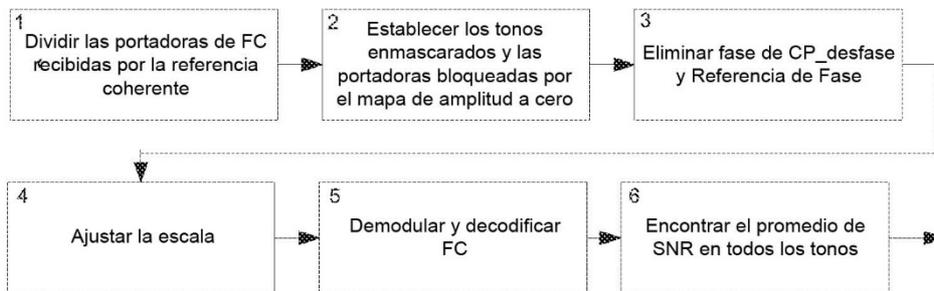


FIG. 5C



FIG. 5D

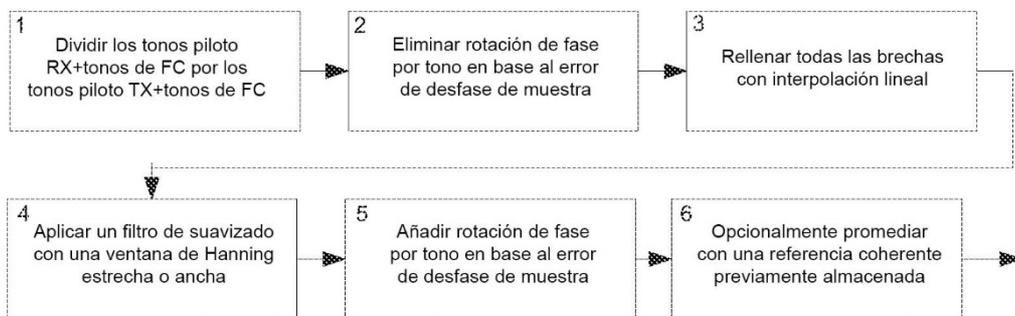


FIG. 5E

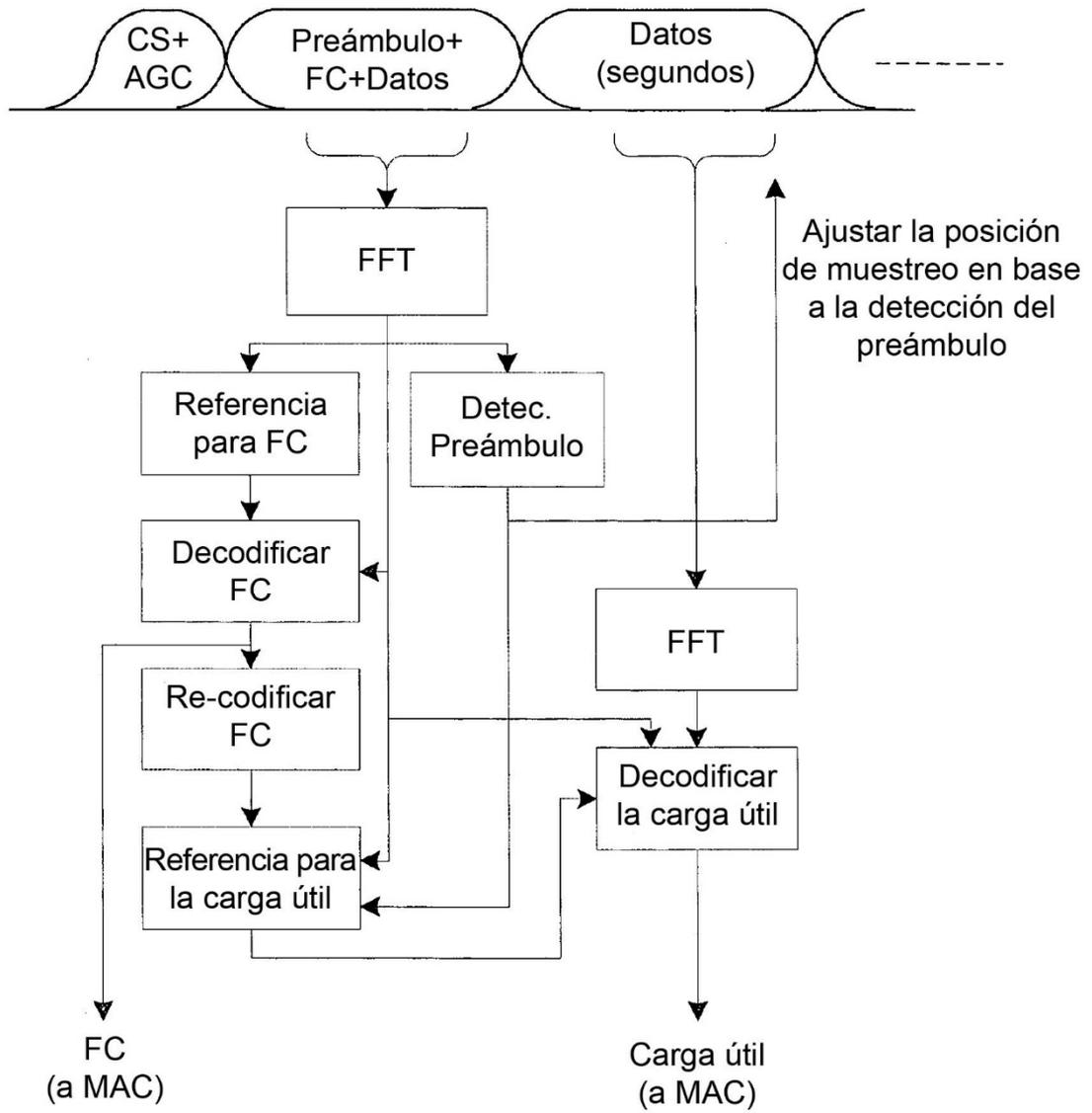


Figura 6

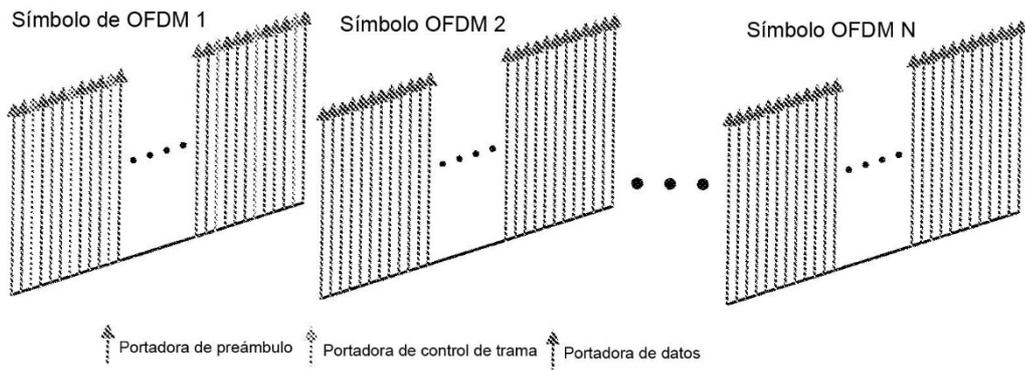


FIG. 7A

Ejemplo 2 x 2 MIMO

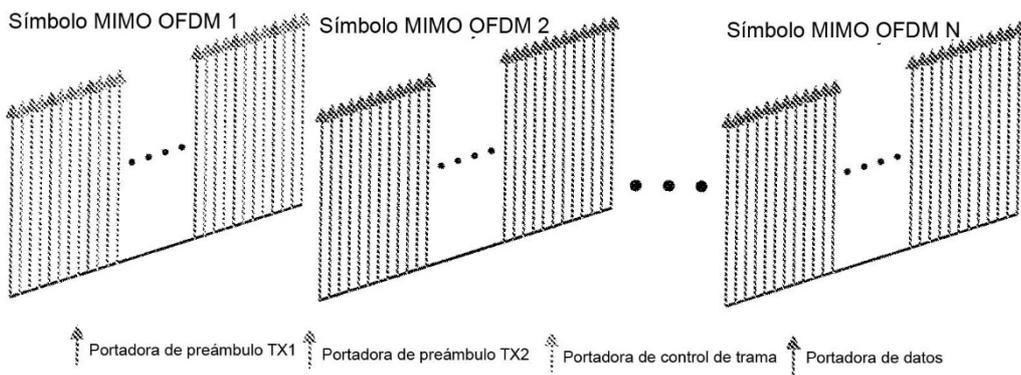


FIG. 7B

Ejemplo 2 x 2 MIMO

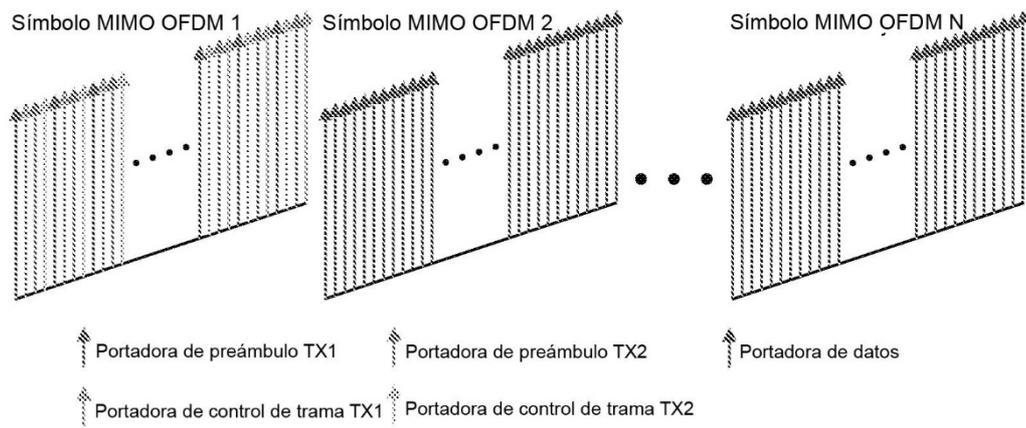


FIG. 7C

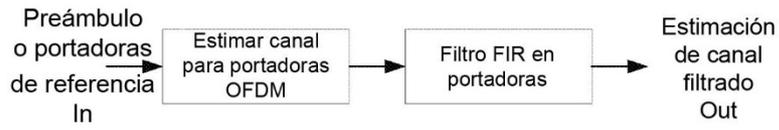


FIG. 8A

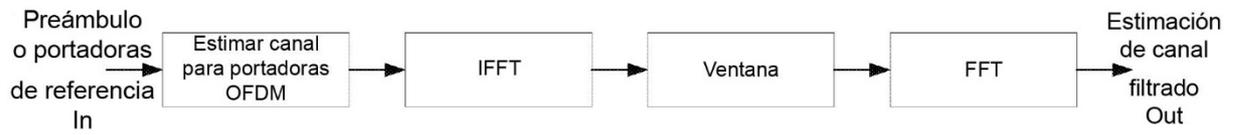


FIG. 8B



FIG. 9A



FIG. 9B



FIG. 9C

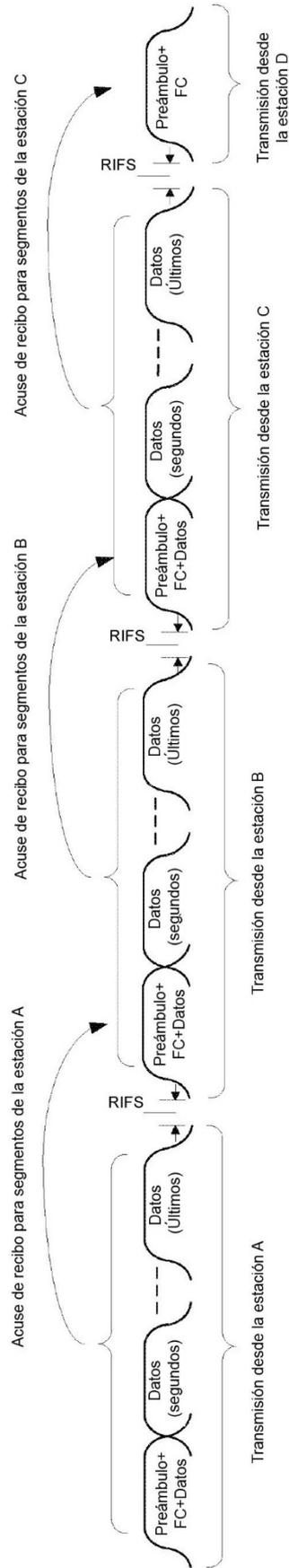


FIG. 10

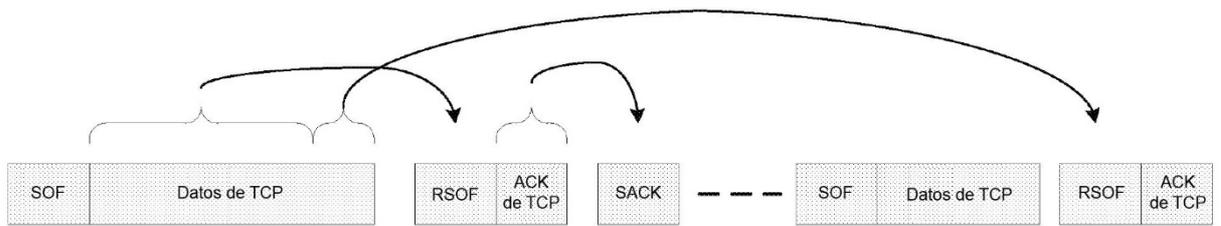


FIG. 11A

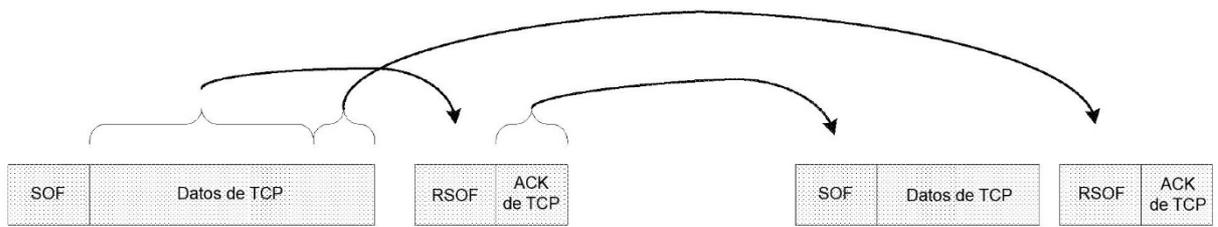


FIG. 11B

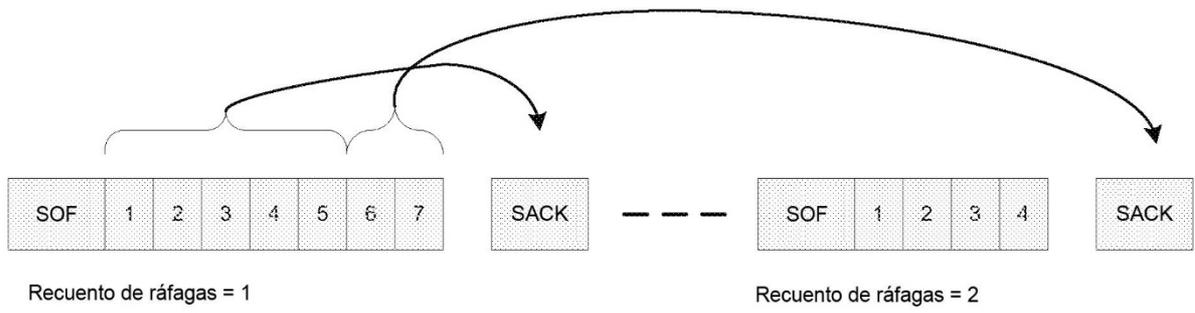


FIG. 11C

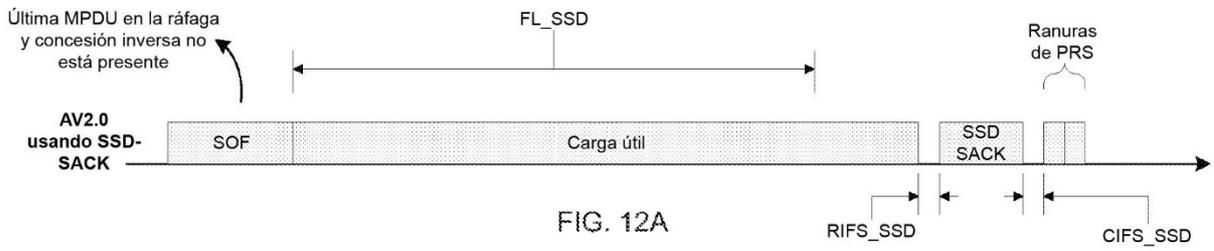


FIG. 12A

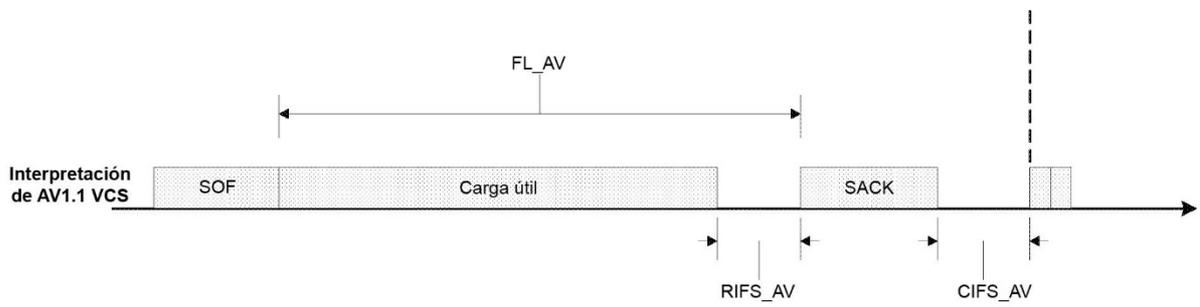


FIG. 12B

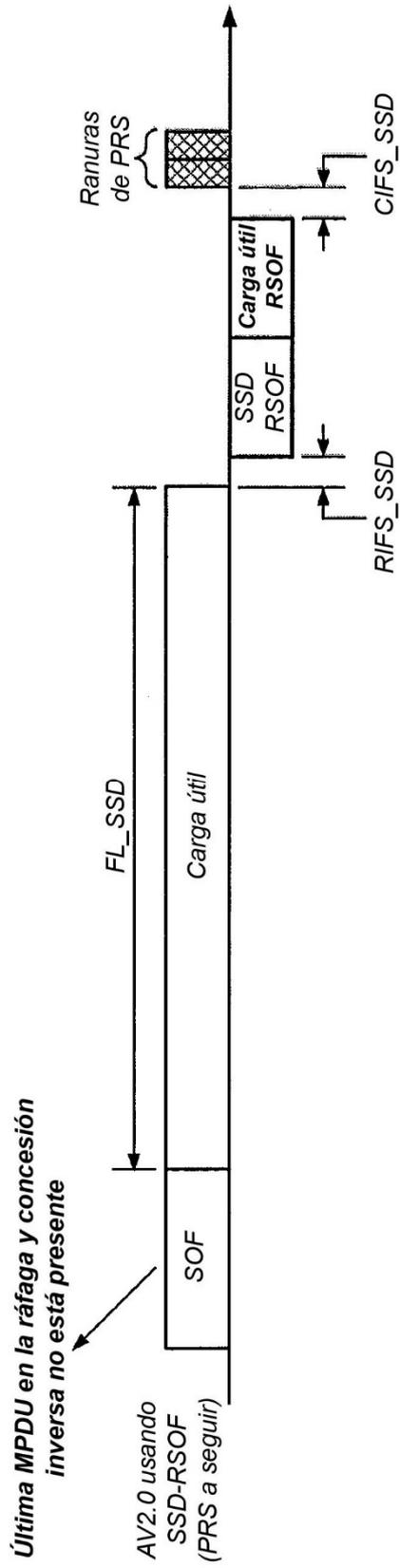


FIG. 13

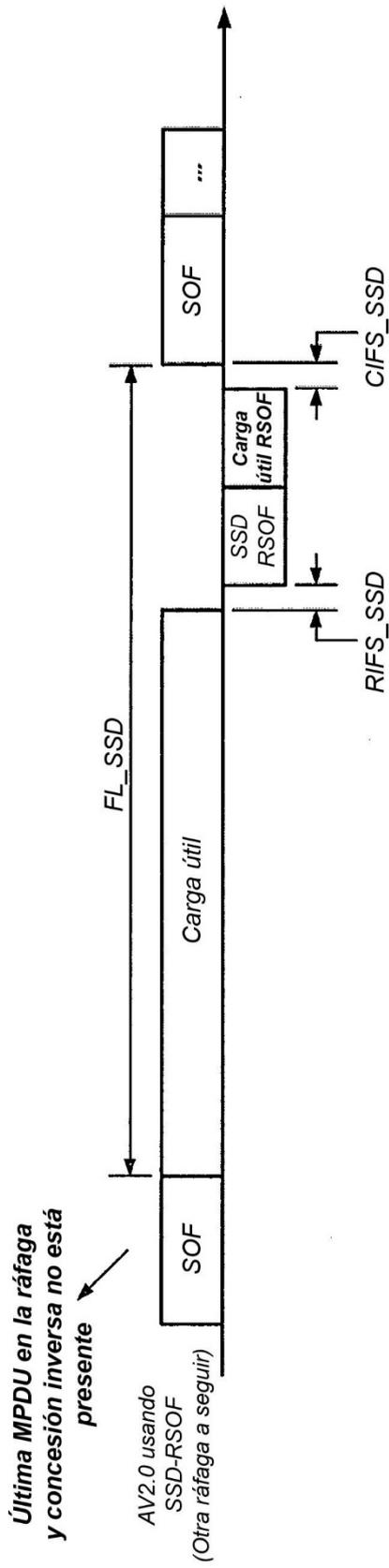


FIG. 14A

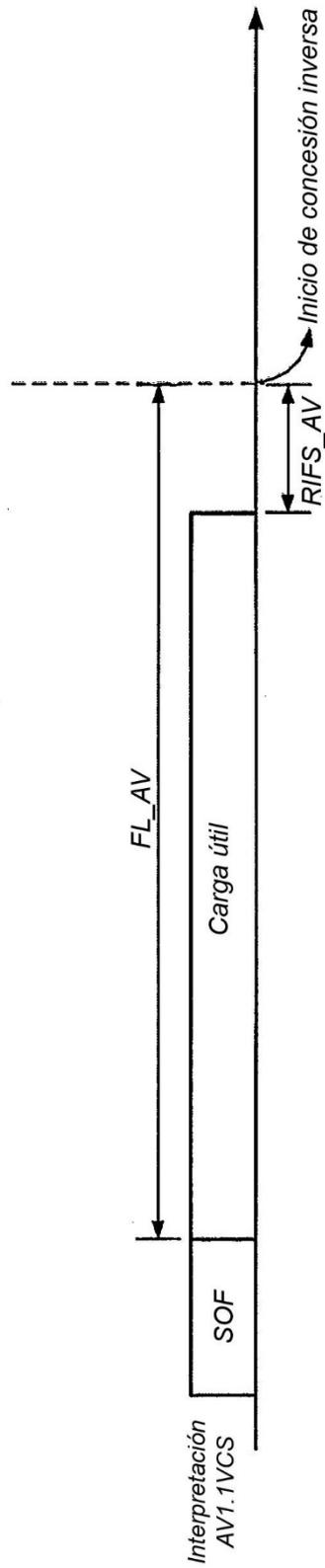


FIG. 14B

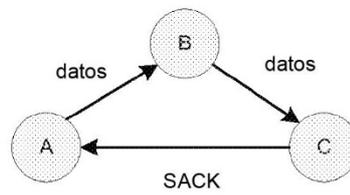


FIG. 15A

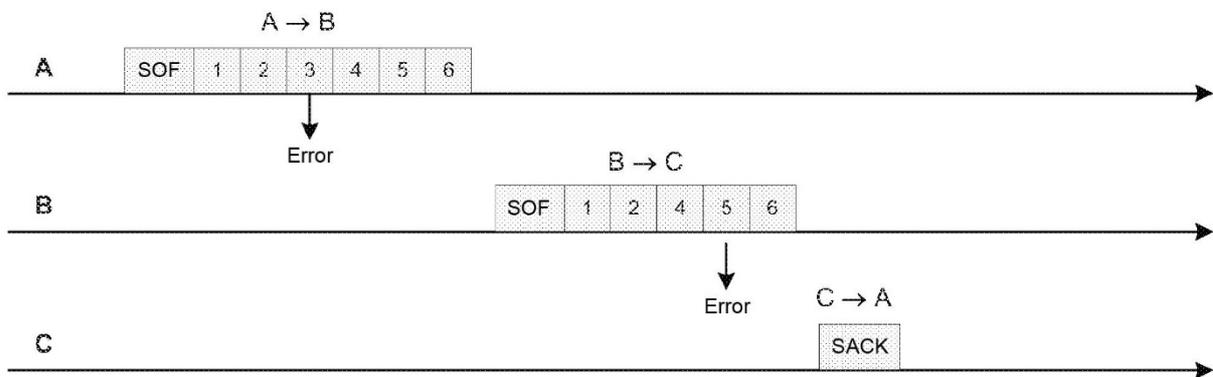


FIG. 15B

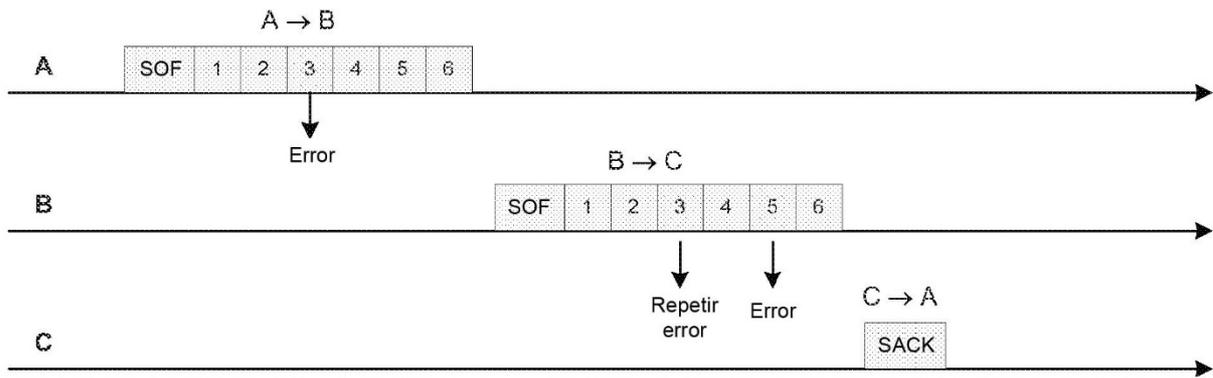


FIG. 16

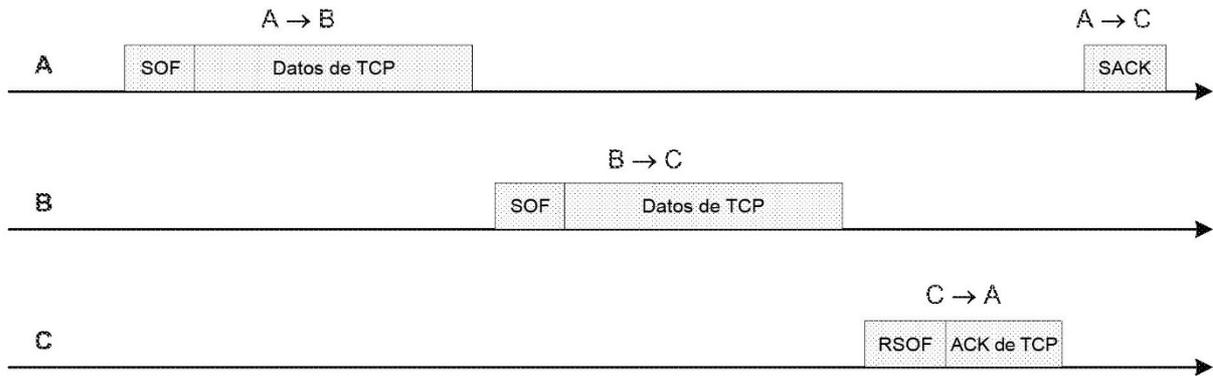


FIG. 17