

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 643 690**

51 Int. Cl.:

H04B 15/00 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 3/32 (2006.01)

H04M 11/06 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **31.05.2002 E 12167376 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.07.2017 EP 2533436**

54 Título: **Control de sistema de comunicación digital dinámico**

30 Prioridad:

01.06.2001 US 295392 P
08.06.2001 US 877724

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
23.11.2017

73 Titular/es:

**THE BOARD OF TRUSTEES OF THE LELAND
STANFORD JUNIOR UNIVERSITY (100.0%)
Office of the General Counsel Building 170, 3rd
Floor, Main Quad P.O.Box 20386
Stanford, California 94305-2038, US**

72 Inventor/es:

**GINIS, GEORGIOS;
YU, WEI;
ZENG, CHAOHUANG y
CIOFFI, JOHN**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 643 690 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

Control de sistema de comunicación digital dinámico

Antecedentes de la invención**Campo de la invención**

- 5 La presente invención se refiere, en general, a procedimientos, sistemas y aparatos para gestionar sistemas de comunicaciones digitales. Más concretamente, la presente invención se refiere a controlar de forma dinámica parámetros de sistema que afectan al rendimiento en sistemas de comunicación tales como sistemas de DSL.

Descripción de la técnica relacionada

- 10 La presente invención se refiere a los sistemas de comunicación digital en los que el medio de transmisión por lo general es cableado de cobre. Lo más común es que el cableado de cobre consista en pares trenzados (a los que también se hace referencia como "líneas" o "lazos") que se categorizan de acuerdo con varias especificaciones de fabricación (por ejemplo, AWG-26, AWG-24, CAT-3, CAT-5, CAT-6). Los sistemas de comunicación típicos que hacen uso de cableado de cobre incluyen los sistemas de línea de abonado digital (DSL, *Digital Subscriber Line*), tales como ISDN, HDSL, ADSL y VDSL, y redes de área local (LAN, *Local Area Network*), tales como Ethernet. Un
15 transceptor (por ejemplo, un módem de usuario) está situado en cada extremo de la línea de comunicaciones que incorpora el cableado de cobre.

- Las líneas de teléfono existentes por lo general están "agregadas" de alguna forma. La "agregación" de varios pares (en un mazo o de otro modo) puede mejorar el servicio para un único usuario o permitir un servicio para múltiples usuarios. Por ejemplo, 1000-BaseT Ethernet utiliza cuatro pares trenzados para lograr una tasa de datos de 250
20 Mbps por par, o una tasa agregada de 1 Gbps (que se muestra en la figura 1). En la figura 1, un tren de datos 110 se alimenta a un primer transceptor 120, en el que el tren de datos 110 se descompone en múltiples trenes de datos de componentes 130 y, si se desea, se modula usando un modulador 140. El tren de datos de componentes modulado se transmite a lo largo de un par trenzado 150 a un desmodulador 160 y se recompone en un segundo transceptor 170. Los datos se pueden enviar en el sentido opuesto mediante la inversión de los papeles de los diversos
25 componentes que se han descrito previamente.

- Otra aplicación es el uso de la instalación de lazo telefónico para un servicio de DSL, un ejemplo de lo cual se muestra en la figura 2. Los pares trenzados 210 que emanan de cada equipo de instalaciones del cliente (CPE, *Customer Premises Equipment*) 220 se agrupan en uno o más mazos 230, que convergen en un extremo 240 tal como una oficina central (CO, *central office*), una unidad de red óptica (ONU, *optical network unit*), o un terminal
30 remoto (RT, *remote terminal*). Por supuesto, también pueden tener lugar escenarios híbridos, tales como el uso de múltiples pares por parte de un único cliente de DSL que tiene por objeto mejorar su tasa de datos global.

- La agregación de pares trenzados se plantea o bien por necesidad (por ejemplo, la infraestructura de lazo telefónico existente) o bien debido a los beneficios de un rendimiento mejorado (por ejemplo, 1000-BaseT Ethernet). En uno u otro caso, no obstante, las comunicaciones en estos ajustes adolecen de la interferencia que surge del acoplamiento electromagnético entre pares vecinos, a la que se hace referencia como interferencia de "diafonía". Esto quiere decir que toda señal que sea recibida por un módem en el extremo de un par trenzado contiene, en general, no solo la
35 señal transmitida del par específico (que es probable que esté, ella misma, distorsionada en cierta medida), sino también señales distorsionadas que se transmiten sobre pares vecinos. Es evidente, por lo tanto, que las características de transmisión de un par específico (por ejemplo, la potencia transmitida del par) pueden influir materialmente en la comunicación sobre un par vecino debido a la diafonía inducida. Por lo tanto, las transmisiones sobre pares vecinos (en especial, aquellos que pertenecen a un haz o que comparten el mismo mazo) se acoplan de ciertas formas. Comúnmente, las señales interferentes se tratan como ruido. No obstante, la diafonía se puede identificar en algunas situaciones (véase el documento de Estados Unidos con n.º de serie 091788.267). Si se pueden identificar las funciones de acoplamiento de diafonía, puede que sea posible eliminar la interferencia de
45 diafonía.

- La "desagregación" comporta el arrendamiento de la portadora de intercambio local establecida (ILEC, *incumbent local exchange carrier*) de una línea telefónica o alguna parte de su ancho de banda a una portadora de intercambio local competitiva (CLEC, *competitive local exchange carrier*). La práctica de desagregación actual con un servicio de DSL por lo general permite que la CLEC imponga señales que se modulan directamente sobre líneas de teléfono físicas arrendadas de par de cobre, a lo que se hace referencia en ocasiones como arrendamiento de "cobre
50 oscuro". Tales señales desagregadas pueden proporcionar servicios y, en consecuencia, usar espectros, que difieren entre los diversos proveedores de servicios. La diferencia en los espectros puede agravar las incompatibilidades por diafonía que son causadas por la fuga electromagnética entre líneas existentes en inmediata proximidad. Las ILEC y las CLEC intentan asegurar la compatibilidad espectral mutua al normalizar las bandas de frecuencia y las densidades espectrales de potencia que pueden ser usadas por diversos servicios de DSL. No obstante, hay muchos anchos de banda y tipos de DSL y, a menudo, los proveedores de servicios son competidores, lo que complica tal gestión del espectro. Además, la cooperación y la conexión entre los reguladores del espectro y los grupos de normas de DSL se encuentran aún en una fase temprana de evolución, de tal modo que

los reguladores pueden permitir prácticas diferentes de las que se suponen en la gestión del espectro.

La gestión del espectro de DSL intenta definir los espectros de diversos servicios de DSL con el fin de limitar la diafonía entre las DSL que se pueden desplegar en el mismo mazo. Tal diafonía puede ser el factor limitante en la determinación de las tasas de datos y las simetrías de los servicios de DSL ofrecidos en diversos alcances de lazo, por lo tanto la gestión del espectro encuentra un cierto nivel de compromiso entre las diversas ofertas de servicios de DSL que se pueden desplegar de forma simultánea. Los estudios de gestión del espectro tienden a especificar algunas situaciones de lazo típicas y de caso más desfavorable, y entonces proceden a definir unos espectros fijos para cada tipo de DSL para reducir la degradación mutua entre servicios. Puede que una asignación de espectros fija de este tipo produzca el nivel deseado de compromiso en situaciones diferentes de las que se suponen en los estudios.

Estas reglas promulgadas imponen unos límites estrictos sobre los parámetros de transmisión, controlando la degradación del rendimiento debido a la diafonía al limitar de manera uniforme las transmisiones de todas las partes en el sistema. Por lo general, la totalidad del conjunto de reglas es de aplicación igualmente con independencia del entorno de diafonía real (por ejemplo, si pares vecinos transmiten, o no, señales en realidad), proporcionando de ese modo una protección para un escenario de caso más desfavorable. En la actualidad, los parámetros de comunicación en la capa física (tal como la potencia transmitida, el ancho de banda de transmisión, la densidad espectral de potencia transmitida, la asignación de energía en tiempo / frecuencia, la asignación de bits en tiempo / frecuencia) se determinan sobre la base de información estática acerca de un par de módems y su línea de par trenzado. Tal como se observa en la figura 3, un sistema 300 existente tiene los pares de módems 310, 311 que están conectados por las líneas de par trenzado 312. Los requisitos y restricciones 314 normalizados para cada enlace se proporcionan a los módulos de adaptación de comunicación 315. En algunos casos, las características de línea y de señal medidas de una línea 312 se pueden realimentar al módulo de adaptación de comunicación 315 mediante un módulo 316 para una línea dada para ayudar en el funcionamiento de los pares de módems 310, 311 que se corresponden con la línea 312. Tal como se ilustra en la figura 3, no obstante, no hay comunicación o transferencia alguna de las características de línea y / o de señal fuera de cada enlace y su respectivo par de módems. Además, ninguna entidad independiente tiene conocimiento del funcionamiento de más de un par de módems y línea o de las interacciones de los diversos pares (por ejemplo, la diafonía entre líneas). En su lugar, las reglas, los requisitos y las restricciones que se aplican a líneas y módems tales como los que se muestran en la figura 3 se diseñan para dar cabida a los casos más desfavorables de interferencia de diafonía o de otro tipo, con independencia de las condiciones reales que se encuentran presentes en el sistema durante el funcionamiento.

Uno de los inconvenientes de los sistemas de comunicación actuales de múltiples usuarios es el control de potencia. En los sistemas de comunicación típicos, que están limitados en cuanto a la interferencia, el rendimiento de cada usuario depende no solo de su propia asignación de potencia, sino también de la asignación de potencia de la totalidad de los otros usuarios. En consecuencia, el diseño de sistema comporta, en general, importantes compensaciones recíprocas de rendimiento entre diferentes usuarios. El entorno de DSL se puede considerar un sistema de múltiples usuarios, el cual se beneficiaría de un esquema de asignación de potencia avanzada que aumenta al máximo o permite la selección de entre la mayor parte o la totalidad de las tasas de datos alcanzables para múltiples módems de DSL en presencia de una interferencia mutua.

Tal como se ha mencionado en lo que antecede, la tecnología de DSL proporciona servicios de datos de alta velocidad por medio de los pares de cobre de teléfono convencionales. El entorno de DSL se considera un entorno de múltiples usuarios debido a que las líneas telefónicas de diferentes usuarios están agregadas entre sí en el camino desde la oficina central, y diferentes líneas en el haz crean con frecuencia una diafonía unas en otras. Tal diafonía puede ser la fuente de ruido dominante en un lazo. No obstante, los sistemas de DSL previos tales como ADSL y HDSL se diseñan como sistemas de único usuario. A pesar de que los sistemas de único usuario son considerablemente más sencillos de diseñar, un diseño de sistema real de múltiples usuarios puede obtener unas tasas de datos mucho más altas que las de los diseños de sistemas de único usuario.

A medida que aumenta la demanda de tasas de datos más altas y los sistemas de comunicación se mueven hacia las bandas de frecuencia más alta, en las que el problema de la diafonía es más acusado, la compatibilidad espectral y el control de potencia son temas centrales. Esto es especialmente cierto para VDSL, en la que se pueden usar unas frecuencias de hasta 20 MHz.

El control de potencia en los sistemas de DSL difiere del control de potencia en los sistemas inalámbricos debido a que, a pesar de que el entorno de DSL varía de lazo a lazo, este no varía con el paso del tiempo. Debido a que el desvanecimiento y la movilidad no suponen un problema, la suposición de un conocimiento de canal perfecto es razonable. Esto permite la puesta en práctica de esquemas de control de potencia centralizados sofisticados. Por otro lado, a diferencia de la situación inalámbrica en la que, a menudo, se puede asumir un desvanecimiento plano, los lazos de DSL son acusadamente selectivos en frecuencia. Por lo tanto, es necesario que todo esquema de asignación de potencia avanzada considere no solo la cantidad total de potencia que se asigna para cada usuario, sino también la asignación de la potencia en cada frecuencia. En particular, los sistemas de VDSL adolecen de un problema de cerca - lejos cuando dos transmisores que están ubicados a diferentes distancias de las oficinas centrales intentan, ambos, comunicarse con la oficina central. Cuando un transmisor se encuentra mucho más cerca de la oficina central que el otro, la interferencia debido al transmisor más cercano a menudo sobrepasa a la señal

procedente del transmisor más lejano.

Los módems de DSL usan unas frecuencias por encima de la banda de voz tradicional para portar datos de alta velocidad. Para combatir la interferencia intersímbolo en el canal telefónico acusadamente selectivo en frecuencia, la transmisión de DSL usa una modulación por multitono discreto (DMT, *Discrete Multitone*), que divide la banda de frecuencia en un gran número de sub-canales y supóngase que cada sub-canal porta un tren de datos separado. El uso de la modulación por DMT permite la puesta en práctica de una asignación de potencia arbitraria en cada tono de frecuencia, permitiendo una conformación espectral.

Tal como se muestra en la figura 4, un haz de DSL 410 puede consistir en un número de líneas de abonado 412 que están agregadas entre sí que, debido a su inmediata proximidad, generan una diafonía. La diafonía de extremo cercano (NEXT, *Near end crosstalk*) 414 se refiere a la diafonía que es creada por transmisores que están ubicados en el mismo lado que el receptor. La diafonía de extremo lejano (FEXT, *Far end crosstalk*) 416 se refiere a la diafonía que es creada por transmisores que están ubicados en el lado opuesto. Por lo general, la NEXT es mucho más grande que la FEXT. Los ejemplos de la presente invención que se presenta en el presente documento usan unos sistemas sometidos a duplexación de frecuencia para fines ilustrativos.

Los sistemas de DSL actuales se diseñan como sistemas de único usuario. Además de una restricción de potencia total del sistema, cada usuario también está sujeto a una restricción de densidad de espectro de potencia (PSD, *power spectrum density*) estática. La restricción de densidad de espectro de potencia limita el nivel de interferencia del caso más desfavorable a partir de cualquier módem; por lo tanto, cada módem se puede diseñar para soportar el ruido del caso más desfavorable. Un diseño de ese tipo es conservador en el sentido de que los escenarios de despliegue realistas a menudo tienen unos niveles de interferencia mucho más bajos que el ruido del caso más desfavorable, y los sistemas actuales no están diseñados para sacar partido de este hecho. Además, la misma restricción de densidad de espectro de potencia se aplica a todos los módems de manera uniforme con independencia de su ubicación geográfica.

La ausencia de diferentes asignaciones de potencia para diferentes usuarios en diferentes ubicaciones es problemática debido al problema de cerca - lejos que se ha mencionado en lo que antecede. La figura 5 ilustra una configuración en la que dos lazos de VDSL 510 en el mismo mazo emanan de la oficina central 512 a unas instalaciones de cliente lejanas 514 y unas instalaciones de cliente cercanas 516. Cuando ambos transmisores en el lado de CPE transmiten a la misma densidad espectral de potencia, la FEXT 526 que es causada por la línea corta puede sobrepasar a la señal de datos en la línea larga debido a la diferencia en la atenuación de línea. Por lo tanto, el rendimiento de aguas arriba de la línea larga se ve acusadamente afectado por la transmisión en sentido ascendente de la línea corta. Para solucionar este problema de compatibilidad espectral entre las líneas cortas y largas, las líneas cortas han de reducir sus densidades espectrales de potencia en sentido ascendente de tal modo que las mismas no dan lugar a una interferencia impropia en las líneas largas. Esta reducción de la densidad espectral de potencia de transmisión en sentido ascendente se conoce como retroceso de potencia en sentido ascendente. Obsérvese que el sentido descendente no adolece de un problema similar debido a que, a pesar de que todos los transmisores en el lado de CO también transmiten a la misma densidad espectral de potencia, la FEXT que los mismos causan unos en otros es idéntica a cualquier distancia fija con respecto a la CO. Este nivel de sentido descendente de FEXT es por lo general mucho más pequeño que las señales de datos, por lo tanto este no plantea un problema grave para la transmisión en sentido descendente.

En VDSL se han propuesto varios procedimientos de retroceso de potencia en sentido ascendente. Todos los procedimientos actuales de retroceso de potencia intentan reducir la emisión de interferencias que es causada por los lazos más cortos al forzar que el lazo más corto emule el comportamiento de un lazo más largo. Por ejemplo, en el procedimiento de retroceso de potencia constante, un factor constante se aplica a lo largo de la frecuencia en las bandas de transmisión en sentido ascendente de tal modo que, a una frecuencia de referencia particular, el nivel de PSD recibido a partir de los lazos más cortos es el mismo que el nivel de PSD recibido a partir de un lazo de referencia más largo.

Una generalización de este procedimiento se denomina procedimiento de longitud de referencia, en el que unos niveles variables de retroceso se ponen en práctica a lo largo de la frecuencia de tal modo que la PSD recibida para un lazo más corto es la misma que la de un cierto lazo de referencia más largo en todas las frecuencias. No obstante, la imposición del mismo límite de PSD para los lazos más cortos a lo largo de la totalidad de la banda de frecuencia puede ser demasiado restrictiva debido a que las bandas de alta frecuencia por lo general tienen demasiada atenuación para ser útiles en lazos largos. Por lo tanto, los lazos cortos deberían ser capaces de transmitir en las bandas de alta frecuencia sin preocuparse acerca de su interferencia.

Esta observación conduce al procedimiento de longitud de referencia múltiple, que establece una longitud de referencia diferente en cada banda de frecuencia en sentido ascendente. La totalidad de los procedimientos que se han mencionado en lo que antecede igualan el nivel de PSD de un lazo más corto al nivel de PSD de un cierto lazo de referencia más largo. A pesar de que estos procedimientos pueden ser fáciles de poner en práctica en algunos casos, se puede obtener un mejor rendimiento si, en su lugar, se igualan los propios niveles de interferencia. Los ejemplos de tales enfoques son el procedimiento de FEXT igualada, que fuerza a que la emisión de FEXT por parte de los lazos más cortos sea igual a la FEXT a partir de un lazo de referencia más largo, y el procedimiento de ruido

de referencia que fuerza a que la emisión de FEXT sea igual a un ruido de referencia más general. A pesar de que en la actualidad no hay consenso alguno en lo que respecta a un único procedimiento, resulta obvio que es más probable que un procedimiento flexible tal como ruido de referencia que permite la conformación del espectro proporcione un mejor rendimiento.

- 5 Los procedimientos de retroceso de potencia previamente propuestos requieren que el espectro de potencia o de ruido de los lazos cortos cumpla con un lazo de referencia o un ruido de referencia. Estos enfoques son sencillos de poner en práctica debido a que solo es necesario que cada lazo ajuste su espectro de potencia de acuerdo con una referencia y no requieren conocimiento alguno de la configuración de red. Si, no obstante, las características de lazo y de acoplamiento en la red son conocidas o bien por los propios lazos, o bien por un tercero centralizado, se pueden poner en práctica unos niveles de espectro de potencia de ajuste adaptativo, permitiendo un mejor rendimiento del sistema.

- 10 No obstante, el problema de optimización implicado es complejo como resultado del gran número de variables y, debido a la naturaleza no convexa del problema, existen muchos mínimos locales. A menudo, los intentos previos de resolver este problema recurrían a restricciones añadidas tales como que todas las densidades de espectro de potencia de transmisor sean las mismas, o que todas las PSD sean, en un cierto sentido, simétricas. El primer intento de hallar el auténtico óptimo global se basa en el recocido cuántico para reducir al mínimo la energía total, sujeto a unas restricciones de tasa en cada usuario.

- 15 Tal como será apreciado por los expertos en la materia, los procedimientos previos que se han descrito en lo que antecede tenían diversos inconvenientes. Algunos de estos procedimientos eran sencillos de poner en práctica, pero perdían rendimiento disponible en aras de tal simplicidad. Los procedimientos que intentaban obtener unos niveles de rendimiento más altos, por otro lado, eran demasiado complejos para resultar prácticos. Un procedimiento y sistema relativamente simple que puede lograr una mejora sustancial en el rendimiento del sistema representaría un importante avance en la técnica.

- 20 Tal como se ha hecho notar en lo que antecede, la popularidad de los sistemas de DSL está creciendo con rapidez como una tecnología de acceso de banda ancha capaz de entregar de forma fiable unas tasas de datos altas a lo largo de las líneas de abonados telefónicos. El despliegue con éxito de sistemas de DSL Asimétrica (ADSL, *Asymmetric DSL*) ha ayudado a revelar el potencial de esta tecnología. Los esfuerzos actuales se centran en la VDSL, lo que permite el uso de un ancho de banda de hasta 20 MHz. ADSL puede alcanzar unas tasas en sentido descendente de hasta 6 Mbps, al tiempo que la VDSL tiene por objeto entregar un servicio asimétrico con unas tasas en sentido descendente de hasta 52 Mbps, y un servicio simétrico con unas tasas de hasta 13 Mbps. No obstante, la comunicación de DSL sigue estando lejos de alcanzar su pleno potencial, y el "acortamiento" gradual de los lazos presenta una oportunidad de desarrollar procedimientos avanzados que pueden lograr unas tasas y un rendimiento mejorados.

- 25 En el servicio de DSL avanzado, la ubicación de la terminación de línea (LT, *line termination*, o "lado de oficina central"), así como de la terminación de red (NT, *network termination*, o "lado de instalaciones de cliente") pueden variar. Es decir, no todos los módems de LT se encuentran en la misma ubicación física. A menudo, la ubicación puede ser una ONU o armario, en el que la colocación y la unión de de equipo de CLEC pueden ser técnicamente difíciles, si es que no es físicamente imposible. La dificultad se plantea debido a que un acceso de fibra de CLEC a la ONU puede estar restringido y / o puede que la ONU no sea lo bastante grande para dar cabida a una estantería / estante para cada nueva CLEC. A menudo, la colocación de tal equipo de CLEC para cobre oscuro se denomina "ubicación conjunta" cuando el mismo se encuentra en la oficina central. A pesar de que el espacio y la facilitación de tal ubicación conjunta de oficinas centrales para la desagregación del cobre oscuro podría estar obligado por la ley en algunos casos, una ILEC solo puede proporcionar lo que es en esencia una desagregación de paquetes en el terminal de LT (es decir, un ancho de banda de servicio arrendado a un nivel de protocolo de capa 2 o 3, no en la capa física). Esto representa un cambio en la arquitectura que se supone en muchos estudios del espectro.

- 30 El control de la totalidad de las señales de capa física por parte de un único proveedor de servicios permite la coordinación de las señales transmitidas de formas que pueden ser beneficiosas para el rendimiento de un servicio de DSL. Se considera que la desagregación de paquetes, lo que facilita el ancho de banda digital en los pares trenzados, en lugar del arrendamiento directo de la capa física de la propia línea, es un paso probable en la evolución de los servicios de DSL.

- 35 Una topología de sistema de DSL en desarrollo se muestra en la figura 6. Algunos pares trenzados 616 emanan de la CO 610 y alcanzan las instalaciones de cliente 614. La instalación de una ONU 612 (en un punto entre la CO 610 y uno o más CPE 614) acorta las longitudes de lazo 618 de tal modo que se mejoran el alcance y el rendimiento de los servicios de DSL. Por lo general, la ONU 612 se conecta a la CO 610 a través de un enlace de fibra 622. Los pares 616 y 618 pueden ocupar el mismo mazo 620.

El acoplamiento de diafonía es más intenso entre los pares trenzados en el grupo de un mazo. Por lo tanto, la eliminación o la mitigación de la auto FEXT dentro del grupo de un mazo presenta el mayor beneficio de rendimiento. Las líneas "desagregadas" de diferentes proveedores de servicios pueden compartir el grupo de un

mazo, lo que puede dar como resultado la ausencia de la ubicación conjunta del equipo de transceptor de CO. No obstante, hay indicaciones de que el despliegue de ONU conducirá a una arquitectura en la que será necesario algún tipo de transmisión vectorizada, debido a que diferentes proveedores de servicios pueden tener que "compartir" un enlace de fibra a una ONU (por ejemplo, el enlace 622 de la figura 6) de la cual emanarán las líneas de usuario individuales en la que convergerán las mismas. Más concretamente, la arquitectura actual de "desagregación de líneas" se vuelve inviable con la instalación de las ONU, debido a que la desagregación de líneas implica que cada proveedor de servicios usa su propia fibra individual para proporcionar una conexión privada con la ONU, y que la ONU ha de ser lo bastante grande para dar cabida a una estantería o estante para cada proveedor de servicios. A menudo, esto no resulta práctico o posible. Estas dificultades pueden conducir a la evolución de "desagregación de paquetes" en la que el ancho de banda de servicio se arrienda en la capa de transporte, en lugar de la capa física. En ese caso, la transmisión vectorizada se vuelve más atractiva debido a que la misma puede ofrecer una mejora de rendimiento sustancial y un control potenciado.

El problema de la diafonía se ha abordado antes con algunos inconvenientes. Por ejemplo, en algunos sistemas, se obtuvieron unos igualadores lineales de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) de MIMO. Otro procedimiento anterior emplea la descomposición en valores singulares para lograr la cancelación de diafonía suponiendo la ubicación conjunta tanto de transmisores como de receptores. Otros procedimientos previos incluyen unos transmisores "de mayor amplitud que Nyquist" que se mostró que proporcionaban ventajas de rendimiento en comparación con los "limitados por Nyquist" y la cicloestacionariedad de diafonía (que es inducida por la sincronización de transmisor) en combinación con un sobremuestreo que se mostró que daban como resultado unos valores más altos de SNR.

El documento "*A Multi-user Precoding Scheme achieving Crosstalk Cancellation with Application to DSL systems*"; de G. Ginis y J. M. Cioffi, divulga un procedimiento de precodificación para la modulación por DMT en combinación con la distribución de la energía en un sistema con múltiples usuarios.

Ninguno de los procedimientos o sistemas previos proporcionaba una reducción relativamente simple y eficaz en la interferencia de diafonía en los sistemas de comunicación por cable. No obstante, la transmisión vectorizada (tal como se define en la presente invención) puede lograr un alto grado de reducción de la diafonía sin una complejidad poco razonable. Además, el uso de una transmisión vectorizada puede dar cabida a los cambios en camino a la arquitectura, para el servicio de DSL, así como proporcionar una oportunidad de gestión dinámica de sistemas que puede superar los inconvenientes de los sistemas y procedimientos anteriores.

30 **Breve resumen de la invención**

La presente invención se refiere a procedimientos, aparatos y sistemas para controlar de forma dinámica un sistema de comunicación digital, tal como un sistema de DSL, de acuerdo con las reivindicaciones adjuntas.

Algunos detalles y ventajas adicionales de la invención se proporcionan en la siguiente descripción detallada y las figuras asociadas.

35 **Breves descripciones de los dibujos**

La presente invención será entendida fácilmente por medio de la siguiente descripción detallada junto con los dibujos adjuntos, en los que números de referencia semejantes designan elementos estructurales semejantes, y en los que:

40 La figura 1 es un diagrama esquemático de un conjunto de líneas telefónicas de par trenzado que se usan para la transmisión de un tren de información agregado.

La figura 2 es un diagrama esquemático de un sistema de DSL que utiliza una instalación de lazo telefónico existente.

La figura 3 es una vista esquemática de un sistema de comunicación usando requisitos y restricciones de enlace y una información de características de línea y de señal de una forma línea a línea.

45 La figura 4 es una representación esquemática de un sistema de DSL que muestra un haz de líneas de transmisión en un mazo.

La figura 5 es una representación esquemática del problema de cerca - lejos que se encuentra con la diafonía de FEXT.

50 La figura 6 es una representación esquemática de un sistema de DSL que muestra un haz de líneas de transmisión en un mazo en el que algunas de las líneas comparten una fibra u otro enlace entre una CO y una ONU.

La figura 7 es una representación esquemática de una realización de la presente invención en la que una información acerca de las características de línea y de señal a partir de un número de líneas de DSL se comparte y se usa en una configuración de adaptación de comunicación conjunta.

55 La figura 8 es un modelo de canal de interferencia que muestra la interferencia de diafonía entre líneas de DSL.

La figura 9 es un diagrama de sincronismo que muestra la sincronización de la transmisión y recepción de bloques en una CO / ONU.

La figura 10 muestra unas mediciones de acoplamiento de FEXT para lazos con una longitud de 1640 pies (500

m).

La figura 11 muestra un bloque de cancelación de una realización de la presente invención que se corresponde con un único tono en un sistema por multitono discreto.

5 La figura 12 muestra un sistema para la transmisión de DMT vectorizado en sentido ascendente combinando los bloques de cancelación de todos los tonos.

La figura 13 muestra un precodificador de MIMO de la presente invención que se corresponde con un único tono en un sistema por multitono discreto.

10 La figura 14 muestra un sistema de DMT vectorizado para la transmisión en sentido descendente combinando los precodificadores de la presente invención para todos los tonos e incluyendo los transmisores y receptores de DMT.

La figura 15 ilustra la descomposición de QR de dos ordenaciones posibles.

La figura 16 es una ilustración gráfica de las diferencias en las tasas de datos disponibles con una realización de la presente invención como una función de la longitud de lazo.

Descripción detallada de la invención

15 La siguiente descripción detallada de la invención se dará con referencia a una o más realizaciones de la invención, pero no se limita a tales realizaciones. La descripción detallada solo tiene por objeto ser ilustrativa. Los expertos en la materia apreciarán fácilmente que la descripción detallada que se da en el presente documento con respecto a las figuras se proporciona para fines de explicación debido a que la invención se extiende más allá de estas realizaciones limitadas. Por ejemplo, la presente invención se describe en algunos casos en conexión con un sistema de DSL. No obstante, la presente invención se puede usar con otros sistemas que se beneficiarían del rendimiento mejorado que es proporcionado por la presente invención. En consecuencia, la presente invención no se limita únicamente a los sistemas de DSL. Además, la presente invención se describe en el presente documento principalmente en conexión con la reducción de la interferencia de diafonía. Una vez más, no obstante, la presente invención se puede usar para reducir o eliminar otra interferencia de señal poco deseable o para mejorar de otro modo el rendimiento del sistema en el que se usa la presente invención.

20 El rendimiento del sistema se puede medir al aumentar al máximo las tasas de datos para los usuarios. No obstante, en algunos sistemas, puede que los operadores deseen ser capaces de ofrecer una diversidad de servicios a los usuarios. Por ejemplo, si un operador conoce la totalidad de las tasas disponibles para un haz, ese operador puede ser capaz de ofrecer a determinados usuarios unas tasas de datos más altas como un servicio "de pago" o para necesidades especializadas (tales como un proveedor de atención hospitalaria o de emergencia). Tal como se apreciará a partir de lo anterior, por lo tanto, expresiones tales como "óptimo" y "optimización" se pueden definir de forma subjetiva y puede que, por sí mismas, no hagan necesariamente referencia a la tasa o tasas de datos más rápidas.

30 La "gestión estática de espectros" usa unas restricciones, límites y requisitos fijos y no flexibles en conexión con diversos sistemas de comunicaciones digitales. Como contraste, en el presente documento se hace referencia a un sistema con una determinación adaptativa de los espectros como "gestión dinámica de espectros". Necesariamente, la gestión estática de espectros es un caso especial de la gestión dinámica de espectros, por lo tanto la gestión estática de espectros nunca puede superar el desempeño de la gestión dinámica de espectros. De hecho, se puede proporcionar una mejora sustancial por medio de una gestión dinámica de espectros. La presente invención ilustra que el nivel de mejora varía con las características de lazo, las funciones de acoplamiento de diafonía, las tasas de datos y las simetrías que se ofrecen, pero puede ser significativo. El nivel de mejora relativa aumenta a medida que las longitudes de lazo se hacen más cortas y las tasas de datos se hacen más simétricas, como es probable que sea el caso con la presente evolución de DSL. Cabe destacar que la gestión dinámica de espectros de acuerdo con la presente invención permite una mezcla mayor de servicios asimétricos y simétricos de alto rendimiento en el mismo mazo.

45 Para los fines del presente documento, el acrónimo FDD quiere decir 'duplexación por división de frecuencia' (*Frequency Division Duplexing*).

50 La presente invención se describirá en general con respecto a un sistema de comunicación digital. Dentro del contexto de la gestión dinámica de espectros, no obstante, hay dos situaciones en relación con la desagregación de servicios de comunicaciones que se abordarán por medio de un ejemplo en particular - la desagregación de líneas y la desagregación de paquetes para un servicio de DSL. Una "desagregación de líneas" tiene lugar cuando diferentes proveedores de servicios imponen unas señales eléctricas de capa física sobre las líneas de hilo de cobre dentro de un cable telefónico, que es la práctica actual cuando las líneas terminan en una oficina central. Un ejemplo ilustrativo específico de la presente invención (equilibrado de espectro) se presentará en lo sucesivo y es aplicable en un entorno de desagregación de líneas. La "desagregación de paquetes" tiene lugar cuando los proveedores de servicios en su lugar arriendan trenes de bits a partir de una única portadora común la cual gestiona todas las señales en un cable telefónico, lo que quiere decir que diferentes proveedores de servicios están utilizando el mismo cable telefónico. Esto puede tener lugar, por ejemplo, cuando se usa fibra para conectar una oficina central a una ONU, a partir de los cuales emanan, a su vez, diferentes pares trenzados de los proveedores de servicios. Un ejemplo ilustrativo de la presente invención (transmisión vectorizada) se explicará en lo sucesivo y es aplicable en un entorno de desagregación de paquetes.

GENERAL

5 En algunas realizaciones, la presente invención usa procedimientos que hacen uso de un cierto nivel de conocimiento en lo que respecta a los sistemas vecinos y el entorno de transmisión, con el fin de mejorar el rendimiento en todos los pares. Como un ejemplo sencillo, cuando el acoplamiento de diafonía entre las líneas es débil, diversas restricciones de transmisión se pueden relajar sin un impacto sustancial. Yendo más lejos, los sistemas en pares vecinos pueden conformar sus densidades espectrales de potencia de tal modo que la diafonía mutuamente inducida se reduce al mínimo y se cumplen sus objetivos de rendimiento.

10 Se define adicionalmente que la presente invención incluye procedimientos y aparatos que determinan y controlan los parámetros de comunicación de capa física, sobre la base de una información que se obtiene acerca de la totalidad del entorno de transmisión (el conjunto de todos los pares trenzados vecinos) y en el que los criterios de optimización pueden estar relacionados con la totalidad de los enlaces correspondientes. Los parámetros de comunicación también se pueden referir a los periodos de tiempo a lo largo de los cuales se permite la transmisión sobre un par, lo que implica unos esquemas similares al acceso múltiple por división en el tiempo. La adaptación de parámetros de comunicación puede tener lugar una vez (por ejemplo, durante la inicialización del módem), de forma periódica, o incluso de forma continua.

15 La adaptación conjunta utiliza una información acerca de las características de canal y acerca de los requisitos y las restricciones de enlace, que da como resultado la provisión de unos servicios mejorados. En algunas realizaciones, se recopila información para todos los enlaces, pero la adaptación conjunta solo es de aplicación a un único subconjunto de esos enlaces. En otra realización de la presente invención, se recopila información acerca de la totalidad de los enlaces, pero la adaptación conjunta se aplica de manera independiente a subconjuntos de esos enlaces. En aún otras realizaciones, se puede recopilar información acerca de solo un subconjunto de los enlaces, con la adaptación conjunta siendo aplicada a la totalidad o a un subconjunto de los enlaces.

20 Una realización de la presente invención se muestra en la figura 7. Al igual que con los sistemas previos, un sistema de comunicación digital 700 usa los pares de módems 710, 711 que están conectados por las líneas de par trenzado 712. Los requisitos y las restricciones universales (por ejemplo, la potencia de sistema total y las restricciones de potencia en cada línea) se pueden aplicar a todos los enlaces en el sistema mediante un módulo 714. Una vez más, las características de línea y de señal para cada línea 712 se pueden adquirir y proporcionar al módulo de adaptación de comunicación 715. El operador del módulo 715 puede ser un único proveedor de servicios, un grupo de proveedores de servicios o una entidad independiente 716 que recoge y evalúa los datos de sistema y proporciona instrucciones a los usuarios o, en algunos casos, posiblemente controla los parámetros de sistema para lograr unas características operativas deseables. En la figura 7, las características de línea y de señal se pueden adquirir para la totalidad (o un subconjunto) de las líneas y se pueden coordinar o considerar de otro modo de una forma conjunta.

25 En algunas realizaciones de la presente invención, se comparte la información en lo que respecta a las características de línea de todos los enlaces. Se puede hallar un ejemplo en el documento de Estados Unidos con n.º de serie 09/788.267. Las características de línea pueden incluir, pero no se limitan a, topología de lazo, funciones de transferencia y funciones de acoplamiento de diafonía. Por ejemplo, el conocimiento del acoplamiento de diafonía puede permitir mejoras de rendimiento, debido a que la cantidad de degradación de un enlace debido a la transmisión sobre un enlace vecino se puede estimar de forma precisa y, por lo tanto, se puede lograr que un aumento en la potencia transmitida mejore el rendimiento del enlace sin degradar los enlaces vecinos.

30 En aún otras realizaciones de la presente invención, también (o en su lugar) se comparte la información en lo que respecta a las características de señalización. Las características de señalización pueden incluir, pero no se limitan a, la densidad espectral de potencia transmitida, la utilización y la asignación de ancho de banda, el tipo de modulación y la asignación de bits. Esto puede permitir la aplicación de una nueva clase de procedimientos y aparatos, tales como aquellos que comportan la distribución en frecuencia de potencia disponible, de tal modo que el impacto entre enlaces vecinos se reduce al mínimo.

35 Además de compartir información en lo que respecta a las características de línea y / o de señalización, se pueden emplear procedimientos de procesamiento de señal conjunto que utilizarán el conocimiento de los trenes de bits transmitidos. Este nivel de coordinación está directamente relacionado con el concepto de la transmisión "vectorizada", en la que esencialmente se elimina la diafonía. Una vez más, esto permite una clase diferente de procedimientos de adaptación, en la que los recursos de potencia y de frecuencia de todos los enlaces se pueden asignar de forma óptima con el fin de lograr los requisitos deseados.

40 Se presentan a continuación dos puestas en práctica específicas de la presente invención. La primera usa una metodología de control de potencia adaptativa de múltiples usuarios, que se presenta, como un ejemplo, como aplicada a un sistema de VDSL. Un sistema de ese tipo es útil en un entorno de desagregación de líneas en el que diferentes proveedores de servicios pueden tener acceso a diferentes líneas en un mazo y / o, en las líneas en el mazo, se proporcionan diferentes servicios que, en potencia, se afectan de forma negativa unos a otros.

PROCEDIMIENTO DE CONTROL DE POTENCIA ADAPTATIVO

El entorno de línea de abonado digital (DSL, *digital subscriber line*) se puede ver como un sistema de múltiples usuarios. Una realización de la presente invención tiene por objeto optimizar la asignación de potencia para identificar las tasas de datos máximas alcanzables para múltiples módems de DSL en presencia de una interferencia mutua. El siguiente análisis usará la VDSL como un ejemplo, y mostrará que un diseño de sistema de múltiples usuarios con un esquema de asignación de potencia avanzada puede proporcionar un sistema con una mejora de rendimiento sustancial en comparación con un diseño de único usuario que no tiene en cuenta el aspecto de múltiples usuarios. Este procedimiento de asignación de potencia avanzada se puede poner en práctica o bien de una forma centralizada o bien de una forma distribuida. El enfoque centralizado asume la existencia de una entidad que adquiere un conocimiento de las funciones de acoplamiento de diafonía y de canal, determina los parámetros y las características de señalización deseadas para cada usuario y, por último, da instrucciones a cada usuario para emplear estas características y parámetros de transmisión.

Otra realización no requiere un conocimiento de las funciones de acoplamiento de diafonía. En una realización de este tipo, los módems de cada usuario entran en una fase durante la cual cada usuario ajusta de forma individual sus propias características de señalización con el objeto de lograr su propio nivel deseado de rendimiento, al tiempo que se reduce al mínimo la diafonía que induce el mismo sobre los otros usuarios. En la presente realización, puede seguir existiendo una entidad centralizada, pero su papel se puede restringir a establecer los niveles de rendimiento objetivo de cada usuario.

El siguiente análisis evaluará las técnicas de transmisión en las que no tiene lugar detección alguna de múltiples usuarios, y se centran únicamente en la asignación de potencia avanzada para cada usuario en la red. Un modelo de canal de interferencia 800 se muestra en la figura 8. Hay N transmisores 810-1 a 810-N y N receptores 820-1 a 824-N en la red 800. El canal del usuario *i* al usuario *j* se modela como un canal de ISI, cuya función de transferencia

en el dominio de la frecuencia se indica como $H_{ij}(f)$, en la que $0 \leq f \leq F_s, F_s = \frac{1}{2T_s}$, y T_s es la tasa de muestreo.

Además del ruido de interferencia, cada receptor también observa un ruido de fondo cuya densidad de espectro de potencia se indica como $\sigma_i(f)$. La asignación de potencia para cada transmisor se indica como $P_i(f)$, que ha de satisfacer una restricción de potencia:

$$\int_0^{F_s} P_i(f) df \leq P_i \quad \text{Ecuación (1)}$$

La tasa de datos alcanzable para cada usuario al tiempo que se trata toda la interferencia como ruido es:

$$R_i = \int_0^{F_s} \log_2 \left(1 + \frac{P_i(f) |H_{ii}(f)|^2}{\Gamma (\sigma_i(f) + \sum_{j \neq i} P_j(f) |H_{ji}(f)|^2)} \right) df \quad \text{Ec. (2)}$$

en la que Γ indica la separación de SNR que depende de la probabilidad de error, el esquema de modulación y la codificación que se aplica. Un esquema de codificación y de modulación que se aproxima a la capacidad teórica de la información tiene $\Gamma = 0$ dB.

El objetivo del diseño de sistema es aumentar al máximo el conjunto de tasas $\{R_1, \dots, R_N\}$, sujeto a las restricciones de potencia de la ecuación (1). Será evidente a los expertos en la materia que, para cada transmisor, aumentar su potencia en cualquier banda de frecuencia aumentará su propia tasa de datos. No obstante, un aumento de ese tipo también da lugar a más interferencia para otros usuarios y, por lo tanto, es perjudicial para las transmisiones de otros usuarios. Por lo tanto, una optimización u otro diseño avanzado ha de considerar la compensación recíproca entre las tasas de datos de todos los usuarios.

A menudo, un despliegue de DSL realista requiere que múltiples tasas de servicio sean soportadas para todos los usuarios, y el nivel requerido de servicio de cada usuario podría ser arbitrario. Por lo tanto, con frecuencia un único factor de calidad no resulta adecuado para representar el rendimiento del sistema. Asimismo, tal como se ha hecho notar en lo que antecede, puede que se desee conocer todas las combinaciones de tasas de datos alcanzables para los usuarios en un sistema. Por ejemplo, si el objetivo es aumentar al máximo la tasa de suma, entonces no hay garantía alguna de una tasa de datos mínima para uno cualquiera de los usuarios.

Una forma conveniente de caracterizar plenamente la compensación recíproca entre los usuarios y las tasas de datos alcanzables que se encuentran disponibles a los mismos es a través de la noción de una región de tasas, que se define como:

$$\mathcal{R} = \{(R_1, \dots, R_N) : \exists (P_1(f), \dots, P_N(f)) \text{ que satisface las Ecs. (1) y (2)} \quad \text{Ec. (3)}$$

La región de tasas caracteriza todas las posibles combinaciones de tasas de datos entre todos los usuarios. A pesar de que, en teoría, la región de tasas se puede hallar por medio de una búsqueda exhaustiva a través de todas las asignaciones de potencia posibles, o por medio de una serie de optimizaciones que comportan las sumas ponderadas de las tasas de datos, las complejidades computacionales de estos enfoques por lo general son prohibitivamente elevadas. Esto es debido a que la fórmula de la tasa es una función no convexa de asignaciones de potencia. En consecuencia, los algoritmos numéricos habituales son capaces de hallar solo máximos locales y no el máximo global. La presente invención evita estas complejidades mediante la definición de un concepto diferente de optimidad competitiva. A pesar de que la metodología de la presente realización de la presente invención no logra todos los puntos en la región de tasas que se han definido en lo que antecede, no obstante, esta presenta un rendimiento mucho mejor que el de los sistemas de DSL actuales.

En lugar de encontrar el máximo global, la presente invención utiliza la optimidad competitiva, que tiene la ventaja de proporcionar la solución localmente óptima hacia la cual todos los usuarios tienen un aliciente para moverse. Estos puntos competitivamente óptimos son sencillos de caracterizar, y los mismos conducen a un procedimiento de control de potencia que ofrece un número de ventajas en comparación con los procedimientos previos. En primer lugar, a diferencia de los procedimientos previos que establecen un nivel de PSD para cada transmisor de VDSL en función únicamente de su nivel de emisión de interferencias, el nuevo procedimiento de asignación de potencia de la presente invención alcanza un equilibrio entre aumentar al máximo la propia tasa de datos de cada usuario y reducir al mínimo su emisión de interferencias. En particular, se aborda de forma explícita la naturaleza selectiva en frecuencia del canal. En segundo lugar, al tener en cuenta todas las funciones de transferencia de lazo y acoplamientos cruzados (directamente en la realización usando una entidad de control centralizada, usando de forma tácita en la realización un procedimiento distribuido), el procedimiento de la presente invención ofrece a los lazos una oportunidad de negociar el mejor uso de la potencia y la frecuencia unos con otros. En tercer lugar, la restricción de PSD habitual, que está en vigor para el fin de controlar la interferencia, ha dejado de ser necesaria. Solo son de aplicación las restricciones de potencia total. En cuarto lugar, a diferencia de los procedimientos previos, que fijan una tasa de datos para cada lazo con independencia del requisito de servicio real, el nuevo procedimiento soporta naturalmente múltiples requisitos de servicio en diferentes lazos. En quinto lugar, el procedimiento propuesto no comporta decisiones arbitrarias acerca del ruido de referencia o la longitud de referencia. Por último, se puede lograr un rendimiento mucho mejor tanto en términos de las tasas de datos máximas como en términos de la selectividad de los servicios y / o tasas dentro de un sistema.

Optimidad competitiva

La visión desde el punto de vista de la teoría de la información tradicional de un canal de interferencia permite que los diferentes transmisores, a pesar de que envían trenes de datos independientes, sean cooperativos en sus estrategias de codificación respectivas, de tal modo que puede tener lugar una cancelación de interferencia en los receptores. Si tal cooperación no se puede asumir, el canal de interferencia se puede modelar mejor como un juego no cooperativo. Desde este punto de vista, cada usuario compite por las tasas de datos con el único objetivo de aumentar al máximo su rendimiento, con independencia de la totalidad de los otros usuarios. Este escenario es particularmente realista en el entorno desagregado actual en el que diferentes lazos en el mismo mazo podrían pertenecer a diferentes proveedores de servicios, y de hecho, los mismos compiten en el mercado de acceso local. Entonces, debido a que cada módem tiene un presupuesto de potencia fijo, cada usuario debería ajustar su asignación de potencia para aumentar al máximo su propia tasa de datos, al tiempo que se considera toda otra interferencia como ruido.

Si tal ajuste de potencia se realiza de forma continua para todos los usuarios al mismo tiempo, con el tiempo los mismos alcanzarán un equilibrio. Un equilibrio de ese tipo será un punto de operación deseado del sistema debido a que, en el equilibrio, cada usuario habrá alcanzado su propio máximo local, y nadie tiene un aliciente para moverse lejos de esa asignación de potencia. Desde una perspectiva de la teoría de juegos, este punto de equilibrio se denomina equilibrio de Nash.

Un equilibrio de Nash se define como un perfil de estrategias en el que la estrategia de cada jugador es una respuesta óptima a la estrategia de cada uno de los otros jugadores. El siguiente análisis caracterizará el equilibrio de Nash en el juego del canal de interferencia gaussiana, y determinará su existencia y unicidad en canales realistas.

Un canal de interferencia de dos usuarios proporciona el siguiente modelo simplificado:

$$y_1 = x_1 + A_2 x_2 + n_1 \quad \text{Ec. (4)}$$

$$y_2 = x_2 + A_1 x_1 + n_2 \quad \text{Ec. (5)}$$

en las que las funciones de transferencia de canal se normalizan a la unidad. La magnitud al cuadrado de las funciones de transferencia de interferencia A_1 y A_2 se indican como $\alpha_1(f)$ y $\alpha_2(f)$, de forma respectiva.

Supóngase que $N_1(f)$ y $N_2(f)$ indican densidades de espectro de potencia de ruido. Los dos emisores se consideran como dos jugadores en un juego. Se supone que la estructura del juego (es decir, las funciones de acoplamiento de interferencia y la potencia de ruido) es un conocimiento común para ambos jugadores. Una estrategia para cada

jugador es su espectro de potencia de transmisión, $P_1(f)$ y $P_2(f)$, sujeto a las restricciones de potencia $\int_0^{f_c} P_1(f)df \leq P_1$ y $\int_0^{f_c} P_2(f)df \leq P_2$, de forma respectiva, considerando en el presente caso solo una estrategia determinista o pura. La recompensa para cada usuario es su tasa de datos respectiva. Bajo la suposición simplificadora de que no se realiza sustracción de interferencia alguna con independencia de la intensidad de la interferencia, las tasas de datos son:

$$R_1 = \int_0^{f_c} \log \left(1 + \frac{P_1(f)}{N_1(f) + \alpha_2(f)P_1(f)} \right) df \quad \text{Ec. (6)}$$

$$R_2 = \int_0^{f_c} \log \left(1 + \frac{P_2(f)}{N_2(f) + \alpha_1(f)P_2(f)} \right) df \quad \text{Ec. (7)}$$

Si se compara la expresión anterior con la ecuación (2), se puede identificar:

$$N_1(f) = \frac{\Gamma \sigma_1(f)}{|H_{11}(f)|^2} \quad \text{Ec. (8)}$$

10 y

$$\alpha_2(f) = \frac{|H_{21}(f)|^2}{\Gamma |H_{11}(f)|^2} \quad \text{Ec. (9)}$$

y

$$N_2(f) = \frac{\Gamma \sigma_2(f)}{|H_{22}(f)|^2} \quad \text{Ec. (10)}$$

y

$$\alpha_1(f) = \frac{|H_{12}(f)|^2}{\Gamma |H_{22}(f)|^2} \quad \text{Ec. (11)}$$

15

Por lo tanto, el modelo simplificado no incurre en pérdida alguna de generalidad.

El juego de tasa de datos que se analiza en el presente caso no es un juego de suma cero. Es decir, la pérdida de un jugador no es igual a la ganancia de otro jugador. Debido a que en un equilibrio de Nash, la estrategia de cada usuario es la respuesta óptima a la estrategia de otro jugador, y para cada usuario, la asignación de potencia óptima, dado el nivel de potencia de otro jugador, es el relleno de agua de la potencia frente al ruido y la interferencia combinados, se alcanza un equilibrio de Nash si se logra un relleno de agua de forma simultánea para todos los usuarios.

Una completa caracterización del punto de relleno de agua simultáneo en el canal de interferencia puede ser difícil de realizar, no obstante, hay varias condiciones suficientes para la existencia y unicidad del equilibrio de Nash en el caso de dos usuarios. Para todo $\alpha_1(f) \alpha_2(f) < 1$, $\forall f$, entonces existe al menos un equilibrio de Nash de estrategia pura en el juego de la interferencia gaussiana. Además, si:

25

$$\lambda_0 = \sup\{\alpha_1(f)\} \sup\{\alpha_2(f)\} \quad \text{Ec. (12)}$$

$$\lambda_1 = \sup\{\alpha_1(f)\alpha_2(f)\} \quad \text{Ec. (13)}$$

$$\lambda_2 = \sup\{\alpha_1(f)\} \frac{1}{F_s} \int_0^{f_c} \alpha_2(f) df \quad \text{Ec. (14)}$$

$$\lambda_3 = \sup\{\alpha_2(f)\} \frac{1}{F_s} \int_0^{f_c} \alpha_1(f) df \quad \text{Ec. (15)}$$

30

y uno de

$$\lambda_0 < 1, 0 \quad \text{Ec. (16)}$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 < 1/2, 0 \quad \text{Ec. (17)}$$

$$\lambda_1 + \lambda_3 < 1/2 \quad \text{Ec. (18)}$$

5 entonces el equilibrio de Nash es único y es estable.

La convergencia del proceso de rellenado de agua iterativo muestra que el equilibrio de Nash es único. Esto es debido a que el punto de partida es arbitrario, por lo tanto el mismo podría ser otro equilibrio de Nash si este no fuera único. Pero cada equilibrio de Nash es su propio punto fijo. Por lo tanto, esto no puede tener lugar. La estabilidad del equilibrio de Nash también se deduce a partir de la convergencia del procedimiento iterativo.

10 Además, si se satisface la condición para la existencia y unicidad del equilibrio de Nash, entonces un algoritmo de rellenado de agua iterativo, en el que en cada etapa, cada módem actualiza su densidad de espectro de potencia considerando toda la interferencia como ruido, converge y el mismo converge al equilibrio de Nash único desde cualquier punto de partida.

Control de potencia adaptativo

15 Debido a la naturaleza selectiva en frecuencia del canal de DSL y el acoplamiento de diafonía de DSL, no solo es necesario que los algoritmos de control de potencia en el entorno de DSL asignen potencia entre diferentes usuarios, también es necesario que los mismos asignen potencia en el dominio de la frecuencia. Este requisito trae muchas variables adicionales y hace difícil el diseño de un control de potencia avanzado para DSL. No obstante, al concentrarse en las asignaciones de potencia óptimas competitivas, y suponer que se satisfacen las condiciones de existencia y de unicidad bajo una restricción de potencia total para el equilibrio de Nash, la potencia total es, por sí sola, suficiente para representar todas las asignaciones de potencia competitivas. En consecuencia, el control de potencia se puede basar únicamente en la potencia total a pesar de la selectividad de la frecuencia. Esto simplifica enormemente el proceso. A pesar de que las soluciones óptimas competitivas no son en general globalmente óptimas, se puede seguir obteniendo una mejora impresionante cuando se compara con los algoritmos de retroceso de potencia existentes.

20 El fin es lograr determinadas tasas objetivo para cada usuario. El proceso adaptativo se ejecuta en dos fases. La fase interna usa unas restricciones de potencia dadas para cada usuario como la entrada y obtiene las tasas de datos y las asignaciones de potencia óptimas competitivas como salida. Esto es logrado por el procedimiento de rellenado de agua iterativo. Con una restricción de potencia total fija para cada usuario, el primer usuario actualiza su asignación de potencia como el espectro de rellenado de agua de su canal considerando la diafonía de la totalidad de los otros usuarios como ruido. Entonces se aplica un rellenado de agua de forma sucesiva al segundo usuario, al tercer usuario, y así sucesivamente, entonces una vez más al primer usuario, al segundo usuario, etc., hasta la convergencia de la asignación de potencia de cada usuario. También funcionarán ordenaciones alternativas (o incluso aleatorias), con la condición de que se “atienda” a su debido tiempo a todos los usuarios.

35 La fase externa encuentra la restricción de potencia total óptima para cada usuario. El procedimiento externo ajusta la restricción de potencia de cada usuario sobre la base del resultado del rellenado de agua iterativo interno. Si la tasa de datos de un usuario se encuentra por debajo de la tasa objetivo del usuario, entonces se aumentará la restricción de potencia del usuario, a menos que la misma ya se encuentre en el límite de potencia de módem, caso en el cual su potencia sigue siendo la misma. Si la tasa de datos de un usuario se encuentra una cantidad prescrita por encima de su tasa objetivo, se disminuirá su potencia. Si la tasa de datos solo se encuentra ligeramente por encima de la tasa objetivo (menor que la cantidad prescrita), su potencia permanecerá sin cambios. El procedimiento externo converge cuando se logra el conjunto de tasas objetivo.

40 El procedimiento que se ha descrito en lo que antecede es de aplicación a la versión distribuida, en la que cada usuario actúa de manera independiente, aparte del hecho de que su tasa de datos objetivo ha sido “impuesta” al usuario por un agente o entidad exterior. Es fácil obtener una versión centralizada, en la que una entidad central realiza las etapas de iteración interna y externa, y entonces determina las asignaciones de potencia, y entonces la misma da instrucciones a los usuarios para que las adopten. La versión centralizada implica que la entidad ha adquirido un conocimiento de algunas o la totalidad de las características de línea y / o de señal.

45 En un sistema de K usuarios, usando P como el límite de potencia de módem y T_i como la tasa objetivo del usuario i , el proceso preferido se puede resumir tal como sigue:

```

Inicializar  $P_i = P$ ,  $i = 1, \dots, K$ 
repetir
  repetir
    para  $i = 1$  a  $K$ 
      
$$N(f) = \sum_{j=1, j \neq i}^K |H_{ji}(f)|^2 P_j(f) + \sigma_i(f);$$

       $P_i(f)$  = espectro de relleno con agua con canal
       $|H_{ii}(f)|^2$ , ruido  $N(f)$ , y restricción de potencia  $P_i$ 
       $R_i$  = tasa de datos en el canal  $|H_{ii}(f)|^2$  con la asignación
      de potencia  $P_i(f)$ , y ruido  $N(f)$ 
    fin
  hasta que se halla la precisión deseada
  para  $i = 1$  a  $K$ 
    Si  $R_i > T_i + \varepsilon$ , establecer  $P_i = P_i - \delta$ .
    Si  $R_i < T_i$ , establecer  $P_i = P_i + \delta$ .
    Si  $P_i > P$ , establecer  $P_i = P$ .
  fin
hasta que  $R_i > T_i$  para todo  $i$ .

```

Este proceso funciona bien con los parámetros $\delta = 3$ dB y ε iguales a un 10 % de la tasa objetivo. La iteración externa converge solo si el conjunto de tasas objetivo es alcanzable. Desafortunadamente, no se puede conocer *a priori* qué conjunto de tasas objetivo es alcanzable. No obstante, un agente centralizado con pleno conocimiento de todos los canales y las funciones de transferencia de interferencia puede decidir, al repasar todas las posibles restricciones de potencia total, qué conjuntos de tasas objetivo se pueden desplegar en un haz de DSL. En efecto, el problema de asignación de potencia se ha separado en dos partes. Un agente centralizado puede decidir acerca de una tasa objetivo y una restricción de potencia para cada lazo en el haz. Entonces, los propios lazos pueden experimentar el procedimiento de relleno de agua iterativo para llegar a las tasas deseadas sin la necesidad de un control centralizado. La cantidad de información que es necesario que sea pasada por el control central a cada lazo es pequeña.

Comparando la presente invención con los procedimientos de control de potencia convencionales, este nuevo procedimiento ofrece dos ventajas clave. En primer lugar, debido a que la interferencia se controla de forma sistemática, no son necesarias restricciones de densidad espectral de potencia, permitiendo de ese modo un uso más eficiente de la potencia total por parte de todos los usuarios. En segundo lugar, debido a que en cada fase se realiza un relleno de agua de único usuario, optimizando la tasa de datos de cada usuario considerando los de la totalidad de los otros usuarios como ruido, el algoritmo de relleno de agua iterativo ofrece una oportunidad para que diferentes lazos en un mazo negocien el uso de frecuencia. Por lo tanto, cada lazo tiene un aliciente para moverse lejos de las bandas de frecuencia cuando la interferencia es fuerte, y para concentrarse en las bandas de frecuencia que el mismo puede utilizar de la forma más eficiente.

Las simulaciones muestran que el procedimiento de asignación de potencia competitivamente óptima de la presente invención ofrece una mejora drástica en el rendimiento. Esta mejora es posible debido a que la nueva metodología de control de potencia considera todos los lazos en el mazo como un todo, teniendo en cuenta todas las interacciones y asignando globalmente una potencia a cada usuario. A pesar de que los puntos de operación competitivamente óptimos no son necesariamente globalmente óptimos, la presente invención ofrece una mejora sustancial sobre los procedimientos de retroceso de potencia actuales que consideran solo cada lazo por sí mismo. Estos puntos competitivamente óptimos son sencillos de hallar debido a que el relleno de agua iterativo converge muy rápido.

Se debería hacer notar que se pueden usar otras técnicas y procedimientos de "optimización de transmisión" en lugar del procedimiento de relleno de agua divulgado (por ejemplo, procedimientos de carga discreta). Asimismo, el criterio de maximización de tasas se puede sustituir por un criterio de maximización de márgenes, en el que las tasas de datos objetivo son fijas para cada usuario.

TRANSMISIÓN VECTORIZADA

En el siguiente ejemplo, se explica la transmisión vectorizada para los sistemas de DSL. Esta puesta en práctica de la presente invención es útil en un entorno de desagregación de paquetes en el que una única línea es usada por

múltiples usuarios (por ejemplo, cuando es arrendada por un único operador o en donde acaba una conexión de fibra en una ONU y provee a múltiples partes con un servicio a partir de múltiples proveedores de servicios).

Modelo de canal y transmisión de DMT

5 Se presenta a continuación el modelo de canal de DSL para la arquitectura de la figura 4. Se supone que los L usuarios 420-1 a 420- L se corresponden con un subconjunto de los pares trenzados de un grupo en el mazo 410. La salida muestreada para un usuario específico para la transmisión o bien en sentido ascendente o bien en sentido descendente depende de los símbolos de entrada presentes y pasados tanto del usuario previsto como de los otros usuarios que presentan diafonía. Un bloque de N muestras de salida para el usuario i satisface:

$$y_i = \mathbf{H}_{i,1}^c \mathbf{x}_1^p + \dots + \mathbf{H}_{i,j}^c \mathbf{x}_j^p + \dots + \mathbf{H}_{i,L}^c \mathbf{x}_L^p + \mathbf{n}_i \quad \text{Ec. (19)}$$

10 en la que $\mathbf{H}_{i,1}^c, \dots, \mathbf{H}_{i,L}^c$ son unas matrices de convolución que se obtienen a partir de la matriz de respuestas de impulso de canal, y_i es el vector de N muestras de salida de receptor i , \mathbf{x}_k^p es el vector de $N + v$ símbolos de entrada del usuario k , y \mathbf{n}_i es el vector de N muestras de ruido de receptor i . v representa la memoria máxima de las funciones de acoplamiento de diafonía y de transferencia, expresadas en número de muestras. Las muestras de ruido representan la superposición de varias fuentes de ruido tales como la diafonía a partir de sistemas de DSL
15 vecinos, entrada de frecuencias de radio y ruido de impulso. En lo sucesivo, se considera que \mathbf{n}_i es blanco y gaussiano y que, sin pérdida de generalidad, tiene una varianza unidad.

Se usan dos suposiciones fundamentales en conexión con este análisis de una realización preferida. En primer lugar, todos los usuarios emplean una transmisión de bloques con un prefijo cíclico (CP, *cyclic prefix*) de al menos longitud v . Asimismo, la transmisión y recepción de bloques en la CO / ONU se sincronizan tal como se ilustra en el diagrama de sincronismo de la figura 9.

Dada la suposición de la ubicación conjunta para la CO / ONU, una transmisión de bloques sincronizada es relativamente sencilla de poner en práctica. No obstante, la recepción de bloques sincronizada requiere una consideración adicional, a pesar de que diversos procedimientos y configuraciones serán evidentes a los expertos en la materia. Los límites de bloque para la transmisión en sentido ascendente se alinean de tal modo que los bloques de todos los usuarios llegan de forma simultánea a la CO / ONU. Esta sincronización a nivel de bloque se puede realizar durante la inicialización, y es análoga al problema de la transmisión de enlace ascendente sincronizada en un entorno inalámbrico.

La sincronización en la CO / ONU se logra de forma automática cuando se usa una FDD de "cremallera". De acuerdo con esta técnica, un sufijo cíclico (CS, *cyclic suffix*) más grande que el retardo de propagación de canal se incluye además del CP. Esta "cremallera" ofrece el beneficio de eliminar la NEXT residual y el eco cercano que resulta de la "fuga espectral" a unas frecuencias cerca de los bordes de banda en sentido ascendente / en sentido descendente. No obstante, en la presente divulgación se usarán las suposiciones menos restrictivas que se han indicado en lo que antecede, entendiendo que la NEXT residual y el eco cercano se ven mitigados por la conformación de pulsos de transmisor y el establecimiento de ventanas de receptor que se conocen en la técnica.

35 Teniendo en cuenta lo anterior, la ecuación (19) se vuelve:

$$y_i = H_{i,1} x_1 + \dots + H_{i,j} x_j + \dots + H_{i,L} x_L + n_i \quad \text{Ec. (20)}$$

en la que x_k es un vector de N símbolos de entrada del usuario k , y $H_{i,j}$, $i, j = 1, \dots, L$ son matrices circulantes. Combinando los L usuarios, la ecuación (20) se vuelve:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad \text{Ec. (21)}$$

40 en la que $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_2^T \dots \mathbf{x}_L^T]^T$, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T \mathbf{y}_2^T \dots \mathbf{y}_L^T]^T$, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T \mathbf{n}_2^T \dots \mathbf{n}_L^T]^T$, y H es una matriz cuyo bloque de (i, j) es $H_{i,j}$. Se supone que la matriz de covarianza de ruido es $R_{nn} = I$.

Aplicando una modulación de Transformada Discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*), que se conoce en la técnica, se realiza una operación de Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) sobre cada bloque de datos transmitido (antes de adjuntar el CP), y se realiza una operación de DFT sobre cada bloque de datos recibido (después de descartar el CP), dando de este modo una descripción de canal en la que las muestras se apilan en grupos que se corresponden con usuarios, y cada uno de los grupos contiene muestras que se corresponden con tonos. Es deseable reorganizar estas muestras para un procesamiento adicional mediante la apilación en grupos que se corresponden con tonos, en el que cada grupo contiene muestras que se corresponden con diferentes usuarios. Para este fin, se define una matriz de permutación P que tiene NL filas y NL columnas, que está compuesta por los $N \times N$ bloques P_{ij} en los que $i, j = 1, \dots, L$. El bloque P_{ij} está constituido
50

completamente por ceros, excepto por un uno en la posición (j, i) . Cuando la matriz P se multiplica por la derecha con un vector de tamaño NL , los elementos de P se reordenan, de L grupos de N componentes, a N grupos de L componentes. Asimismo, obsérvese que $P^{-1} = P^* = P$. La aplicación de esta operación de reordenación tanto a las muestras de transmisor como a las de receptor produce:

$$5 \quad \mathbf{Z}_i = \mathbf{T}_i \mathbf{U}_i + \mathbf{N}_i, i = 1, \dots, N \quad \text{Ec. (22)}$$

Por lo tanto, Z_i , U_i , y N_i contienen las muestras recibidas, los símbolos transmitidos y las muestras de ruido de todos los usuarios que se corresponden con el tono i , y T_i caracteriza plenamente la transmisión de MIMO dentro del tono i . En lo sucesivo, se realizará una distinción entre el sentido ascendente y el sentido descendente mediante la adopción de la notación $T_{i,arriba}$, y $T_{i,abajo}$.

10 La ecuación (22) muestra que la cancelación de diafonía se puede realizar de manera independiente en cada tono. Por lo tanto, tal como se explica con mayor detalle en lo sucesivo, se puede emplear una matriz de bloques de cancelación en la CO / ONU para eliminar la diafonía dentro de cada tono para la comunicación en sentido ascendente. De forma similar, los bloques de precodificación se pueden usar en la CO / ONU para predistorcionar las señales transmitidas dentro de cada tono, de tal modo que las señales que se reciben en el CPE se encuentran
15 libres de diafonía. La determinación de los parámetros de los bloques de cancelación / precodificador se basa en un conocimiento perfecto de la matriz de canal y la matriz de covarianza de ruido en la CO / ONU. Esta suposición es razonable para DSL, debido a que los canales de par trenzado son estacionarios, y los sistemas pueden proporcionar una identificación de canal basada en aprendizaje durante la inicialización.

20 El requisito adicional de tener un CP más largo que la memoria tanto de las funciones de transferencia como de las de acoplamiento de diafonía se puede satisfacer sin sufrir una pérdida excesiva. La figura 10 muestra unas mediciones de acoplamiento de FEXT para lazos con una longitud de 1640 pies (500 m). Debido a que solo se proporcionan datos de magnitud, se supuso una fase lineal con el fin de obtener las respuestas de impulso. Se halló que un 99,9 % de la energía de señal está contenida dentro de un periodo de 9 μ s. Con un tamaño de bloque de DMT de 4096 muestras y una tasa de muestreo de 17,664 MHz, esto se corresponde con 159 muestras. Por lo tanto, una longitud de CP de 320 muestras (que se corresponden con un lanzamiento de un 7 - 8 %) es más que
25 adecuada.

El retardo promedio de un par trenzado típico es de aproximadamente 1,5 ms / pie (4,3 m / s). Dado que los lazos de VDSL tienen por lo general unas longitudes más cortas que 6000 pies (1829 m), y con las suposiciones de DMT previas, el retardo de propagación se corresponde con menos de 160 muestras. Por lo tanto, incluso si se usa una "cremallera", la longitud del CP más el CS no supera las 320 muestras propuestas. Tal como es conocido por los expertos en la materia, en los casos en los que el canal tiene una memoria inusualmente larga, se encuentran disponibles diversas técnicas para "acortar" la memoria. Por ejemplo, se puede usar un igualador en el dominio del tiempo de MIMO en la CO / ONU y una extensión de MIMO de un precodificador apropiado se puede utilizar para la comunicación en sentido descendente.

35 **Cancelación de diafonía por medio de la descomposición de QR**

Comenzando con la ecuación (22), los procedimientos para eliminar la diafonía dentro de cada tono se describen en primer lugar para la comunicación en sentido ascendente y, entonces, para la de sentido descendente. En lo sucesivo, se supone que las matrices $T_{i,arriba}$ y $T_{i,abajo}$ son no singulares (la justificación para esta suposición y las consecuencias de un mal condicionamiento se analizan en lo sucesivo).

40 **Sentido ascendente**

Para la transmisión en sentido ascendente, la ubicación conjunta del equipo de transceptor de CO / ONU da la oportunidad de realizar un procesamiento de señal conjunto de las muestras recibidas. La computación de la descomposición de QR de la matriz $T_{i,arriba}$ produce:

$$\mathbf{T}_{i,arriba} = \mathbf{Q}_i \mathbf{R}_i \quad \text{Ec. (23)}$$

45 en la que Q_i es una matriz unitaria y R_i es una matriz triangular superior. Si las muestras recibidas son "rotadas / reflejadas" por medio de \mathbf{Q}_i^* , entonces la ecuación (22) se vuelve:

$$\bar{\mathbf{Z}}_i = \mathbf{Q}_i^* \mathbf{Z}_i \quad \text{Ec. (24)}$$

$$= \mathbf{R}_i \mathbf{U}_i + \bar{\mathbf{N}}_i \quad \text{Ec. (25)}$$

en las que $\mathbf{N}_i = \mathbf{Q}_i^* \mathbf{N}_i$ tiene una matriz de covarianza identidad. Debido a que R_i es triangular superior y N_i tiene componentes no correlacionados, la entrada U_i se puede recuperar por sustitución regresiva de la matriz triangular en combinación con una detección símbolo a símbolo. Por lo tanto, tal como se observa en la figura 11, una estructura de realimentación de decisión 1100 se crea con el módulo de matriz de prealimentación 1110 usando

5 \mathbf{Q}_i^* , y el módulo de matriz de realimentación 1120 usando $I-R_i$. La detección del k -ésimo elemento de U , se expresa como:

$$(\hat{U})_k = dec \left[\frac{1}{r_{k,k}^i} \left(\tilde{Z}_i \right)_k - \sum_{j=k+1}^L \frac{r_{k,j}^i}{r_{k,k}^i} (\hat{U})_j \right], k = L, L-1, \dots, 1 \quad \text{Ec. (26)}$$

en la que $r_{k,j}^i$ es el elemento (k, j) de R_i . Suponiendo que las decisiones previas sean correctas, la diafonía se cancela completamente, y se crean L canales "paralelos" dentro de cada tono. Las operaciones que se han descrito en lo que antecede se pueden usar para definir un bloque de cancelación preferido que se corresponde con un único tono, que se muestra en la figura 11. Combinando los bloques de cancelación de todos los tonos, y teniendo en cuenta la transmisión de DMT, un sistema 1200 para la transmisión de DMT vectorizado en sentido ascendente se muestra en la figura 12. Los transmisores 1210-1 a 1210- L envían sus respectivas señales a través del canal 1220. Los receptores 1230-1 a 1230- L reciben las señales a partir del canal 1220 y procesan las señales recibidas usando los bloques de cancelación 1240-1 a 1240- L que, en la realización preferida, se asemejan al bloque de la figura 11.

Sentido descendente

Para la transmisión en sentido descendente en la realización preferida, se usa un procesamiento de señal conjunto de los símbolos transmitidos. La descomposición de QR de $T_{i,abajo}^T$ da como resultado:

$$T_{i,abajo}^T = Q_i R_i \quad \text{Ec. (27)}$$

20 en la que, una vez más, Q_i es una matriz unitaria y R_i es una matriz triangular superior. Suponiendo que los símbolos sean "rotados / reflejados" por medio de Q_i^{T*} antes de transmitirse:

$$U_i = Q_i^{T*} U_i' \quad \text{Ec. (28)}$$

Por lo tanto, eligiendo:

$$(U_i')_k = \Gamma_{M_{i,k}} \left[\left(\tilde{U}_i \right)_k - \sum_{j=1}^{k-1} \frac{r_{j,k}^i}{r_{k,k}^i} (U_i')_j \right], k = 1, 2, \dots, L \quad \text{Ec. (29)}$$

25 se logra una recepción libre de diafonía, en la que los símbolos transmitidos en el tono i son los elementos de \tilde{U}_i . Se realiza la siguiente operación en el receptor:

$$\left(\hat{Z}_i \right)_k = \Gamma_{M_{i,k}} \left[\frac{\left(Z_i \right)_k}{r_{k,k}^i} \right], k = 1, 2, \dots, L \quad \text{Ec. (30)}$$

en la que Γ_{M_i} se define como:

$$\Gamma_{M_{i,k}} [x] = x - M_{i,k} d \left[\frac{x + \frac{M_{i,k} d}{2}}{M_{i,k} d} \right] \quad \text{Ec. (31)}$$

30 y $M_{i,k}$ es el tamaño de constelación del usuario k en el tono i , mientras que d es la separación del punto de constelación (si x es compleja, entonces $\Gamma_{M_{i,k}} [x] = \Gamma_{\sqrt{M_{i,k}}} [\Re(x)] + j \Gamma_{\sqrt{M_{i,k}}} [\Im(x)]$). Estas operaciones dan como resultado:

$$\hat{\mathbf{z}}_i = \hat{\mathbf{u}}_i + [\text{diag}(\mathbf{R}_i^r)]^{-1} \mathbf{N}_i \quad \text{Ec. (32)}$$

lo que implica una recepción libre de diafonía. El precodificador de MIMO preferido que se ha descrito en lo que antecede se corresponde con un único tono y se muestra en la figura 13. Combinando los precodificadores de todos los tonos e incluyendo los transmisores y receptores de DMT, el sistema de DMT vectorizado para la transmisión en sentido descendente se muestra en la figura 14. Este sistema se asemeja al sistema de la figura 12, excepto por que las señales se “preprocesan” con los precodificadores 1420-1 a 1420-L antes de ser enviadas por los transmisores de sistema 1410-1 a 1410-L, de forma respectiva.

Suponiendo que el filtrado de transmisión y de recepción en la CO / ONU y en el CPE sea idéntica, y que el ruido dentro de un tono tenga las mismas estadísticas para todos los usuarios, la propiedad de reciprocidad para la transmisión por par trenzado implica que $\mathbf{T}_{i,arriba} = \mathbf{T}_{i,abajo}^T$. En ese caso, las ecuaciones (23) y (27) dan la descomposición de QR de la misma matriz.

Para el canal en sentido ascendente, con independencia de la topología de lazo, el elemento diagonal de una columna de T_i es de una magnitud más grande que la de los elementos no diagonales de la misma columna. Esto tiene lugar debido a que, en la transmisión en sentido ascendente, la señal acoplada de diafonía que tiene su origen en un transmisor específico nunca puede superar la señal “directamente” recibida del mismo transmisor, y por lo general la diferencia de magnitud es de más de 20 dB. La pérdida de inserción de una señal siempre es más pequeña que la pérdida de acoplamiento que experimenta la misma cuando esta se propaga a un par vecino.

Visualizando las columnas de T_i en el espacio vectorial, se observa que las columnas son casi ortogonales unas con respecto a otras, lo que implica que Q_i se encuentra cerca de ser una matriz identidad. Por lo tanto, las magnitudes de los elementos diagonales de R_i no difieren de forma significativa con respecto a las de los elementos diagonales de T_i , lo que indica que la cancelación de QR presenta un comportamiento casi tan bueno como una eliminación de diafonía perfecta. Esto se ilustra en la figura 15 para un caso de dos usuarios. Tal como se muestra en la figura 15, esto es cierto para ambas ordenaciones de detección posibles.

El análisis precedente con respecto a la transmisión en sentido ascendente se puede extender fácilmente a la transmisión en sentido descendente al comenzar con la observación de que las señales de diafonía en un receptor específico nunca pueden superar la magnitud de una señal “directamente” recibida. Como alternativa, se puede llegar a las mismas conclusiones mediante el uso de la relación de trasposición entre las matrices de canal en sentido ascendente y en sentido descendente.

El coste computacional en el que incurre la cancelación de QR se descompone en el coste de las descomposiciones de QR y el coste que está asociado con el procesamiento de señales. Los canales de DSL son estacionarios, por lo tanto es necesario que las descomposiciones de QR se computen de forma no frecuente (preferiblemente, durante la inicialización). En general, el número de flops por tono (por ejemplo, usando la transformada de Householder) se puede reducir en gran medida al sacar partido de las características del entorno de diafonía. Se sabe que el ruido de diafonía en un par tiene su origen principalmente en únicamente tres o cuatro pares vecinos, lo que implica que una matriz T_i típica es casi dispersa con solo tres o cuatro elementos no diagonales relativamente grandes por fila. Por lo tanto, aproximando T_i como una matriz dispersa, se pueden emplear rotaciones de Givens para hacer que T_i sea triangular con un número reducido de flops. Por otro lado, no se puede reducir la carga computacional en tiempo real debido a los bloques de cancelación y de precodificación. En una puesta en práctica sencilla, las operaciones que dominan el coste total son las de las ecuaciones (24) y (28).

A pesar de que la suposición de un conocimiento de matriz de canal perfecto es razonable en el entorno dado, la misma sigue siendo valiosa considerando brevemente los efectos de los errores de estimación de canal. Se puede estimar la matriz de canal en sentido ascendente para un tono dado, incluyendo un error de estimación de canal. Entonces, se puede realizar la descomposición de QR con la suposición de reciprocidad para conseguir las estimadas de factor de QR. Comenzando por la ecuación (24), se puede computar el efecto sobre la comunicación en sentido ascendente. Al hacer esto, se descubre que los errores de estimación inciden sobre la transmisión al introducir un “sesgo” en la detección y también al permitir una cierta diafonía residual. Se puede aplicar un análisis similar para la comunicación en sentido descendente, pero la aritmética modular complica las expresiones. Ignorando las operaciones módulo, los efectos de los errores de estimación se pueden separar en un término de sesgo de detección y un término de diafonía residual.

Los resultados de este análisis revelan que el impacto de los errores de estimación de canal se ve agravado cuando cualquiera de los elementos diagonales de \hat{R}_i son pequeños. A pesar de que la singularidad de la matriz de canal es casi imposible en el entorno de DSL, no se puede descartar un canal mal condicionado (lo que implica unos elementos diagonales pequeños), aumentando de este modo el impacto de los errores de estimación de canal y planteando varios problemas computacionales. Tales casos se plantean en altas frecuencias (por ejemplo, en topologías de lazo que tienen unas diferencias de longitud de lazo extremas) o en presencia de tomas punteadas. No obstante, los algoritmos de asignación de energía que se analizan en lo sucesivo evitan la aparición de tales fenómenos al no permitir la transmisión en unas frecuencias en las que los elementos diagonales de R_i son

pequeños.

5 Tal como se ha observado en lo que antecede, la eliminación de diafonía en las señales de un sistema mejorará de forma sustancial el rendimiento del sistema. La optimización de las asignaciones de energía en el sistema, cuando se toma junto con la eliminación de la diafonía, mejora de forma similar el rendimiento del sistema. Asimismo, tal como se ha hecho notar en lo que antecede, una asignación de energía apropiada puede ayudar a evitar los problemas que resultan del impacto de los errores de estimación en canales mal condicionados.

Optimización de transmisión

10 La “optimización de transmisión” tal como se usa en el siguiente ejemplo se referirá a la maximización de una suma ponderada de tasas de datos. No obstante, en el sentido más amplio de la presente invención, la expresión “optimización” no está tan limitada. La optimización también puede querer decir determinar las tasas máximas disponibles y asignar o proporcionar los recursos disponibles (incluyendo las tasas de datos para diversos usuarios) dentro de un sistema de comunicación digital.

15 Los procedimientos que se divulgan en el siguiente análisis se refieren a la asignación de energía en frecuencia en general, a la asignación de energía en frecuencia al tiempo que se observan restricciones sobre la diafonía inducida y a la asignación de energía en combinación con la selección de frecuencia en sentido ascendente / en sentido descendente.

Asignación de energía en general

La optimización objetivo es la maximización de la suma ponderada de las tasas de datos de todos los usuarios:

$$\text{máx} \sum_{k=1}^L a_k R_k \quad \text{Ec. (33)}$$

20 en la que $a_k \geq 0$ es el peso que se asigna al K -ésimo usuario, y R_k es la tasa de datos alcanzable del K -ésimo usuario, que se puede referir al sentido o bien ascendente o bien descendente. Con el fin de computar la tasa de datos, se emplea una aproximación de separación conocida apropiada. Teniendo en cuenta el hecho de que, en esencia, la vectorización “diagonaliza” el canal (y suponiendo la ausencia de propagación de errores en el sentido ascendente), se obtienen las tasas alcanzables en sentido ascendente y en sentido descendente:

$$R_{k,arriba} = \sum_{i \in N_{arriba}} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \epsilon_{k,arriba}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (34)}$$

25

$$R_{k,abajo} = \sum_{i \in N_{abajo}} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \epsilon_{k,abajo}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (35)}$$

30

en las que Γ se define como la separación de transmisión, y depende de la probabilidad del requisito de error, la ganancia de codificación y el margen requerido. Asimismo, N_{arriba} , y N_{abajo} son los conjuntos de índices de tono en sentido ascendente y en sentido descendente de forma correspondiente, que dependen del plan de FDD. En general, los efectos de la propagación de errores son limitados debido a que los sistemas de DSL operan a unas probabilidades de error muy pequeñas.

35

Los parámetros con respecto a los cuales tiene lugar la optimización son $\epsilon_{k,arriba}^i$ para la transmisión en sentido ascendente y $\epsilon_{k,abajo}^i$ para la transmisión en sentido descendente. Estos parámetros se ven restringidos por límites sobre la energía transmitida. En la transmisión en sentido ascendente, la energía de transmisión total se ve restringida por:

$$\sum_{i \in N_{arriba}} \epsilon_k^i \leq \epsilon_{k,arriba} \quad \text{Ec. (36)}$$

en la que ϵ_k^i es la energía de $(U_i)_k$ en la ecuación (25), y $\epsilon_{k,arriba}$ es la máxima energía transmitida en sentido ascendente permitida del usuario k . Debido a que $\epsilon_{k,arriba}^i = \epsilon_k^i$, se deduce que:

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{arriba}} \epsilon_k^i \leq \epsilon_{k,arriba} \quad \text{Ec. (37)}$$

En la transmisión en sentido descendente, la restricción de energía de transmisión total se expresa como:

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{abajo}} \epsilon_k^i \leq \epsilon_{k,abajo} \quad \text{Ec. (38)}$$

en la que ϵ_k^i es la energía de $(U_i)_k$ en la ecuación (21), y $\epsilon_{k,abajo}$ es la máxima energía transmitida en sentido descendente permitida del usuario k . Desafortunadamente, esta restricción no se traduce directamente en una restricción para $\tilde{\epsilon}_k^i = \epsilon_{k,abajo}^i$, debido a la precodificación no lineal.

No obstante, los resultados de simulación para topologías de lazo extremas indican que el uso del precodificador preferido que se ha descrito en lo que antecede no da como resultado una correlación considerable entre las señales transmitidas de diferentes usuarios. Es razonable suponer que este resultado es cierto en general, debido a que los lazos simulados se corresponden con una situación de caso más desfavorable en lo que respecta al acoplamiento de diafonía.

Por lo tanto, se realiza la aproximación $\epsilon_k^i \approx \tilde{\epsilon}_k^i = \epsilon_{k,abajo}^i$ y la ecuación (38) para el sentido descendente se vuelve:

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{abajo}} \epsilon_{k,abajo}^i \leq \epsilon_{k,abajo} \quad \text{Ec. (39)}$$

Con esto en mente, se observa que el problema de asignación de energía de la ecuación (33) se vuelve independiente para cada usuario y, por lo tanto, los pesos a_k son irrelevantes en este escenario. El problema de optimización para cada sentido de transmisión se descompone en k problemas de rellenado de agua que se expresan mediante:

máx

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{arriba}} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r'_{k,k}|^2 \epsilon_{k,arriba}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (40)}$$

sujeto a

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{arriba}} \epsilon_{k,arriba}^i \leq \epsilon_{k,arriba} \quad \text{Ec. (41)}$$

y mediante:

máx

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{abajo}} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r'_{k,k}|^2 \epsilon_{k,abajo}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (42)}$$

sujeto a

$$\sum_{i \in \mathcal{N}_{abajo}} \epsilon_{k,abajo}^i \leq \epsilon_{k,abajo} \quad \text{Ec. (43)}$$

Se pueden obtener soluciones a estos problemas usando técnicas conocidas. Los espectros de transmisión resultantes son óptimos en el contexto del DMT vectorizado.

30 Asignación de energía con retroceso de potencia

Tal como se ha analizado en lo que antecede, todos los usuarios en la transmisión vectorizada preferida se corresponden con un grupo de pares trenzados vecinos. Esto no excluye el funcionamiento de otros sistemas de

DSL “extraños” en pares trenzados vecinos que, por un lado dan lugar a diafonía en los sistemas vectorizados y, por otro lado, adolecen de una diafonía que tiene su origen en los sistemas vectorizados. El enfoque actual para abordar este problema es imponer límites sobre las densidades espectrales de potencia (PSD, *power spectral density*) transmitidas, de tal modo que el rendimiento de los sistemas no se ve afectado en exceso por la diafonía.

5 Adicionalmente, al igual que en la situación que se ilustra en la figura 5, los sistemas de VDSL adolecen del hecho de que las señales en sentido ascendente en líneas cortas afectan de forma perjudicial al rendimiento de aguas arriba en las líneas largas (de forma similar a la situación de cerca - lejos en las comunicaciones inalámbricas). Con el fin de evitar la imposición de una máscara de PSD universal excesivamente restrictiva, se han propuesto unos procedimientos de retroceso de potencia que hacen eficazmente que la máscara de PSD dependa únicamente de la longitud de lazo del usuario específico. Un escenario similar, en el que la comunicación en sentido descendente de sistemas de DSL vecinos se puede resentir de forma considerable se muestra en la figura 16. Unas diferencias de longitud de lazo drásticas tendrán lugar con más frecuencia a medida que se instalan ONU en algunas líneas al tiempo que siguen existiendo las conexiones de par trenzado con las CO.

15 La vectorización en combinación con un pleno conocimiento de matriz de canal se puede mostrar eficaz en la limitación de la diafonía que es inducida por los sistemas vectorizados, sin recurrir a la introducción de una máscara de PSD universal, o el uso de procedimientos de retroceso de potencia (que no tienen necesariamente en cuenta el conocimiento en torno al acoplamiento de diafonía que resulta de la identificación de canal de matriz).

La ecuación (22) se puede aumentar para incluir las muestras recibidas de sistemas extraños:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z} \\ \mathbf{Z}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{C}_n \\ \mathbf{C} & \mathbf{T}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U} \\ \mathbf{U}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ \mathbf{N}_n \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (44)}$$

20 en la que \mathbf{Z}_n , \mathbf{U}_n y \mathbf{N}_n son vectores de las muestras recibidas, de los símbolos transmitidos y de las muestras de ruido, de forma respectiva, de los sistemas extraños. Las definiciones de las matrices de bloque \mathbf{C} , \mathbf{C}_n y \mathbf{T}_n dependen tanto del canal como de las características de los sistemas de DSL extraños; y, a pesar de que \mathbf{T} es diagonal por bloques, esta propiedad no será cierta en general para las otras matrices.

25 Cuando \mathbf{Z} y \mathbf{Z}_n se corresponden con sistemas que pertenecen a diferentes proveedores de servicios, puede que sea difícil identificar las matrices de acoplamiento de diafonía \mathbf{C} y \mathbf{C}_n , debido al hecho de que el marco de desagregación actual no permite que el primer proveedor obtenga acceso o bien a \mathbf{Z} o bien a \mathbf{Z}_n , y de forma similar para el segundo proveedor. No obstante, un “tercero” del tipo que se divulga en el documento de Estados Unidos con n.º de serie 09/788.267, supera esta dificultad al introducir el sitio u operación de una tercera parte imparcial, que captura todos los datos transmitidos y recibidos para producir estimadas de las matrices de acoplamiento de diafonía.

30 Limitando la FEXT en el sentido de la media cuadrática, da como resultado las siguientes condiciones:

$$\sum_{k=1}^L \sum_{i \in \mathbf{N}_{arriba}} |c_{j,(k-1)N+i}|^2 \varepsilon_{k,arriba}^i \leq \varepsilon_{j,arriba}^c, j = 1, \dots, MN_N \quad \text{Ec. (45)}$$

$$\sum_{k=1}^L \sum_{i \in \mathbf{N}_{abajo}} |c_{j,(k-1)N+i}|^2 \varepsilon_{k,abajo}^i \leq \varepsilon_{j,abajo}^c, j = 1, \dots, MN_N \quad \text{Ec. (46)}$$

35 en las que M es el número de sistemas vecinos, N_N es el número de “dimensiones” (por ejemplo, el número de tonos) por sistema vecino, $\varepsilon_{j,arriba}^c$ y $\varepsilon_{j,abajo}^c$ son las máximas energías de diafonía admisibles en la muestra j de los sistemas vecinos para el sentido ascendente y el sentido descendente, y $c_{j,l}$ es el elemento (j, l) de la matriz $MN \times LN$ \mathbf{C} . Obsérvese que este enfoque se puede generalizar, de tal modo que se restringen tanto FEXT como NEXT.

El conjunto de desigualdades en las ecuaciones (45) y (46), que se combinan de forma correspondiente con las de las ecuaciones (37) y (39), forman un conjunto de restricciones de desigualdad lineal. La inclusión del objetivo de maximización de tasas de la ecuación (33) produce los siguientes problemas de optimización:

$$\text{máx} \quad \sum_{k=1}^L a_k \sum_{i \in \mathbf{N}_{arriba}} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \varepsilon_{k,arriba}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (47)}$$

$$\text{sujeto a} \quad \sum_{i \in \mathbf{N}_{arriba}} \varepsilon_{k,arriba}^i \leq \varepsilon_{k,arriba}, k = 1, \dots, L \quad \text{Ec. (48)}$$

$$\sum_{k=1}^L \sum_{i \in N_{arriba}^k} |c_{j, \lambda(k-1)N+i}|^2 \varepsilon_{k, arriba}^i \leq \varepsilon_{j, arriba}^c, j = 1, \dots, MN_N \quad \text{Ec. (49)}$$

y mediante:

$$\text{máx} \quad \sum_{k=1}^L a_k \sum_{i \in N_{abajo}^k} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \varepsilon_{k, abajo}^i}{\Gamma} \right) \quad \text{Ec. (50)}$$

$$\text{sujeto a} \quad \sum_{i \in N_{abajo}^k} \varepsilon_{k, abajo}^i \leq \varepsilon_{k, abajo}, k = 1, \dots, L \quad \text{Ec. (51)}$$

$$\sum_{k=1}^L \sum_{i \in N_{abajo}^k} |c_{j, \lambda(k-1)N+i}|^2 \varepsilon_{k, abajo}^i \leq \varepsilon_{j, abajo}^c, j = 1, \dots, MN_N \quad \text{Ec. (52)}$$

5

Las funciones objetivo son cóncavas (debido a que las mismas son sumas de funciones logarítmicas), y las restricciones forman unos conjuntos convexos (debido a que las mismas son desigualdades lineales). Por lo tanto, se pueden producir, de forma eficiente, soluciones usando técnicas conocidas de programación convexa. En los problemas de optimización anteriores se pueden incluir otras restricciones (tales como máscaras de PSD o topes de bits), debido a que los mismos solo requieren la introducción de restricciones de desigualdad lineal, que conservan la convexidad del problema.

10

Asignación de energía y selección de frecuencia en sentido ascendente / en sentido descendente

A pesar de que todos los sistemas de DSL existentes que emplean FDD tienen un plan de banda de duplexación de frecuencia en sentido ascendente / en sentido descendente, un plan de banda configurado de forma dinámica puede ofrecer unas ventajas significativas. Un plan de ese tipo es común para todos los usuarios, pero se determina durante la inicialización del módem, dependiendo del entorno de transmisión específico, así como requisitos de usuario.

15

Ejemplos de las desventajas de un plan de banda fija se plantean en presencia de tomas puenteadas, en las que la transmisión en un sentido puede afrontar una degradación desproporcionada, al tiempo que la transmisión en el sentido opuesto puede seguir intacta. La adopción de una metodología de banda dinámica en un caso de ese tipo puede proporcionar una distribución más razonable del impacto sobre la actividad tanto en sentido ascendente como en sentido descendente.

20

El objetivo de la optimización se puede expresar entonces por medio de:

$$\text{máx} \quad \sum_{k=1}^L (a_{k, arriba} R_{k, arriba} + a_{k, abajo} R_{k, abajo}) \quad \text{Ec. (53)}$$

25

en la que $a_{k, arriba}, a_{k, abajo} \geq 0$ son los pesos que se asignan a la transmisión en sentido ascendente y en sentido descendente para el usuario k , y $R_{k, arriba}, R_{k, abajo}$ son las tasas en sentido ascendente y en sentido descendente alcanzables del usuario k . En el presente caso, los parámetros de optimización comportan no solo las energías que se asignan sino también la selección de tonos en sentido ascendente / en sentido descendente. No obstante, si se usan las ecuaciones (34) y (35), la división del conjunto de tonos en N_{arriba} y N_{abajo} es un problema con restricciones binarias, cuya solución presenta una complejidad muy elevada.

30

En su lugar, se pueden relajar las restricciones binarias, lo que simplifica en gran medida las computaciones. Esta idea se ha usado previamente para la computación de la capacidad de FDMA del canal de acceso múltiple gaussiano en presencia de interferencia intersímbolo. Con mayor detalle, inicialmente se supone que cada tono es compartido en el tiempo entre el sentido ascendente y el sentido descendente, obteniendo de este modo las siguientes tasas alcanzables:

35

$$R_{k, arriba} = \sum_{i=1}^N t_{i, arriba} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \varepsilon_{k, arriba}^i}{t_{i, arriba} \Gamma} \right) \quad \text{Ec. (54)}$$

$$R_{k,abajo} = \sum_{i=1}^N t_{i,arriba} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \epsilon_{k,abajo}^i}{t_{i,abajo} \Gamma} \right) \quad \text{Ec. (55)}$$

5 en las que $t_{i,arriba}$, $t_{i,abajo}$ describen la fracción de tiempo en el tono i que se usa para la transmisión en sentido ascendente y en sentido descendente de forma correspondiente, y $t_{i,arriba} + t_{i,abajo} = 1$; $t_{i,arriba}$, $t_{i,abajo} \geq 0$. La existencia de $t_{i,arriba}$ y $t_{i,abajo}$ en los denominadores en el interior de las expresiones logarítmicas implica que “se refuerza” la energía asignada debido a que la transmisión tiene lugar sobre solo una cierta fracción de tiempo. Las restricciones de energía para el usuario k son:

$$\sum_{i=1}^N \epsilon_{k,arriba}^i \leq \epsilon_{k,arriba} \quad \text{Ec. (56)}$$

$$\sum_{i=1}^N \epsilon_{k,abajo}^i \leq \epsilon_{k,abajo} \quad \text{Ec. (57)}$$

Por lo tanto, el problema de optimización tiene la siguiente forma:

$$\text{máx} \sum_{k=1}^L \left[a_{k,arriba} \sum_{i=1}^N t_{i,arriba} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \epsilon_{k,arriba}^i}{t_{i,arriba} \Gamma} \right) + a_{k,abajo} \sum_{i=1}^N t_{i,abajo} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|r_{k,k}^i|^2 \epsilon_{k,abajo}^i}{t_{i,abajo} \Gamma} \right) \right] \quad \text{Ec. (58)}$$

10

$$\text{sujeto a} \quad \sum_{i=1}^N \epsilon_{k,arriba}^i \leq \epsilon_{k,arriba}, k = 1, \dots, L \quad \text{Ec. (59)}$$

$$\sum_{i=1}^N \epsilon_{k,abajo}^i \leq \epsilon_{k,abajo}, k = 1, \dots, L \quad \text{Ec. (60)}$$

$$t_{i,arriba} + t_{i,abajo} = 1, i = 1, \dots, N \quad \text{Ec. (61)}$$

15 La función objetivo es cóncava, debido a que la misma es una suma de funciones de la forma $x \log \left(1 + \frac{y}{x} \right)$, que se sabe que es cóncava en x , $y \geq 0$. Los conjuntos de restricciones son claramente convexos, debido a que los mismos se definen por medio de desigualdades lineales. Por lo tanto, el problema es convexo y se puede usar una diversidad de procedimientos para obtener de forma eficiente una solución.

15

20 Aún así, una solución de ese tipo produciría en la práctica un híbrido entre una puesta en práctica de FDD y una puesta en práctica de una duplexación por división en el tiempo (TDD, *Time Division Duplexing*). Debido a que se requiere una puesta en práctica de FDD, se obtiene una solución aproximada mediante el redondeo de $t_{i,arriba}$ y $t_{i,abajo}$. Naturalmente, esto es subóptimo, pero cuando el número de tonos es bastante grande, este se encontrará adecuadamente cerca de la solución óptima. Los resultados de la simulación validan esta afirmación. Obsérvese que las restricciones de retroceso de potencia de la subsección previa también se pueden incluir en la formulación del problema sin afectar de forma considerable a la dificultad de obtener una solución.

20

25 En el análisis anterior, el objetivo ha sido la maximización de una suma ponderada de tasas de datos. Será evidente a un experto en la materia, no obstante, que mediante el ajuste de los pesos, se pueden determinar diferentes puntos superficiales de la región de tasas de datos alcanzable por transmisión vectorizada y, por lo tanto, también se puede determinar la totalidad de la superficie multidimensional. No obstante, la visualización de las compensaciones recíprocas inherentes se vuelve difícil cuando las sumas ponderadas incluyen más de tres términos. Una pregunta práctica que se puede plantear a un proveedor de servicios es si un sistema vectorizado dado puede soportar un conjunto de requisitos de tasa y, de ser así, qué asignación de energía se requiere para lograr los requisitos. Este problema presenta en la práctica una relación de dualidad con el problema de la suma ponderada de tasas de datos y, por lo tanto, el problema de la suma ponderada proporciona un procedimiento alternativo para resolver el problema de “factibilidad”.

30

35 La vectorización sin planeamiento de frecuencia o retroceso de potencia puede mejorar de forma significativa el rendimiento en varios aspectos. Para una longitud de lazo dada, VDMT permite la consecución de unas tasas de datos mucho más altas. Estos aumentos de tasa son considerables para unas longitudes en el intervalo de 3500 -

35

4500 pies (1067 - 1372 m) o menos. Las ganancias pueden ser incluso más grandes en lazos cortos, en los que obviamente la transmisión está limitada en cuanto a la FEXT. Asimismo, el DMT vectorizado puede extender la longitud de lazo máxima dado un requisito de tasa de datos. Por ejemplo, un requisito de tasa en sentido descendente de 50 Mbps limita por lo general un sistema de DMT convencional a unas longitudes de lazo más cortas que 1150 pies (351 m). El uso de la presente invención puede extender el alcance a unas longitudes del orden de 2650 pies (808 m) y posiblemente más largas.

Cuando la asignación de energía se ve adicionalmente restringida por el requisito de que también se ha de proteger un cierto sistema de DSL "extraño" frente a la diafonía a partir del sistema vectorizado, entonces un proveedor de servicios puede realizar el retroceso de potencia de una forma "selectiva", de tal modo que el impacto del rendimiento se puede distribuir de acuerdo con las prioridades de servicio. Se observan mejoras adicionales cuando se permite que el plan de frecuencia de duplexación en sentido ascendente / en sentido descendente varíe en cada haz vectorizado dependiendo de las características de lazo y los requisitos de servicio.

En general, algunas realizaciones de la presente invención emplean diversos procesos que comportan datos que se transfieren a través de uno o más sistemas informáticos y / o módems. Algunas realizaciones de la presente invención también se refieren a un dispositivo de soporte físico u otro aparato para realizar estas operaciones. Este aparato se puede construir especialmente para los fines requeridos, o el mismo puede ser un ordenador de propósito general que se activa de forma selectiva o que se reconfigura por medio de un programa informático y / o estructura de datos que está almacenado en el ordenador. Los procesos que se presentan en el presente documento no se refieren de forma inherente a ordenador, u otro aparato, particular alguno. En particular, diversas máquinas de propósito general se pueden usar con programas escritos de acuerdo con las enseñanzas en el presente documento, o puede que sea más conveniente construir un aparato más especializado para realizar las etapas de procedimiento requeridas. Una estructura particular para una diversidad de estas máquinas será evidente a los expertos en la materia sobre la base de la presente descripción.

Además, algunas realizaciones de la presente invención se refieren a soportes legibles por ordenador o a productos de programa informático que incluyen instrucciones de programa y / o datos (incluyendo estructuras de datos) para realizar diversas operaciones puestas en práctica por ordenador. Los ejemplos de soportes legibles por ordenador incluyen, pero no se limitan a, soportes magnéticos tales como discos duros, discos flexibles y cinta magnética; soportes ópticos tales como discos en formato CD-ROM; soportes magneto-ópticos; dispositivos de memoria de semiconductores, y dispositivos de soporte físico que están especialmente configurados para almacenar y realizar instrucciones de programa, tales como dispositivos de memoria de solo lectura (ROM, *read only memory*) y memoria de acceso aleatorio (RAM, *random access memory*). Los datos y las instrucciones de programa de la presente invención también se pueden materializar en una onda portadora u otro medio de transporte. Los ejemplos de instrucciones de programa incluyen tanto código máquina, tal como es producido por un compilador, como archivos que contienen un código de más alto nivel que puede ser ejecutado por el ordenador usando un intérprete.

Las muchas características y ventajas de la presente invención son evidentes a partir de la descripción escrita, y por lo tanto, las reivindicaciones adjuntas tienen por objeto cubrir la totalidad de tales características y ventajas de la invención. Además, debido a que a los expertos en la materia se les ocurrirán fácilmente numerosas modificaciones y cambios, la presente invención no se limita a la construcción y el funcionamiento exactos según se ilustra y se describe. Por lo tanto, se considera que todas las modificaciones y equivalentes adecuados caen dentro del alcance de la invención.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento de transmisión vectorizada en un sistema de línea de abonado digital, DSL, usando comunicaciones por multitono discreto por una pluralidad de líneas de comunicaciones, cada una de la pluralidad de líneas de comunicación tiene al menos un transmisor y al menos un receptor, y en el que una interferencia de diafonía entre la pluralidad de líneas de comunicación tiene lugar durante la transmisión, comprendiendo el procedimiento:
- 10 proporcionar unas señales dentro de una pluralidad de tonos a un bloque de precodificación, determinar unos parámetros del bloque de precodificación usando una unidad de adaptación de comunicación y las características de línea y de señal de la pluralidad de líneas de comunicación, predistorsionar las señales dentro de la pluralidad de tonos usando el bloque de precodificación y los parámetros determinados, y
- 15 transmitir las señales predistorsionadas por al menos una de la pluralidad de líneas de comunicación, en el que la interferencia de diafonía se elimina o se reduce mediante la transmisión de la señal predistorsionada en la al menos una de la pluralidad de líneas de comunicaciones mediante el uso del sistema de DSL para realizar una transmisión de bloques sincronizada, **caracterizado porque**:
- 20 la eliminación o reducción en la interferencia de diafonía usa una asignación de energía en frecuencia que se determina mediante una optimización de relleno de agua, que se realiza de manera independiente para usuarios respectivos que transmiten de forma concurrente en la pluralidad de líneas de comunicación, y en el que la transmisión de bloques se refiere a la transmisión de bloques que tienen un prefijo cíclico y un sufijo cíclico de al menos una longitud mínima, mayor que el retardo de propagación de canal.
2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la reducción o eliminación de diafonía mediante predistorsión se realiza de manera independiente en cada tono de la pluralidad de tonos.
3. El procedimiento de la reivindicación 1, que incluye además alinear los límites de bloque para la transmisión en sentido ascendente, de tal modo que los bloques de todos los usuarios que proporcionan una transmisión en sentido
- 25 ascendente se reciben de forma simultánea.
4. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que realizar una transmisión de bloques sincronizada incluye además realizar una sincronización a nivel de bloque durante la inicialización.
5. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que determinar los parámetros del bloque de precodificación se basa en el conocimiento de al menos una de una matriz de canal y una matriz de covarianza de ruido.
- 30 6. Un procedimiento de transmisión vectorizada para un sistema de línea de abonado digital, DSL, usando el sistema de DSL una transmisión por multitono discreto, en el que el sistema de DSL incluye una pluralidad de líneas de comunicaciones que tienen, cada una, al menos un transmisor y al menos un receptor, y en el que una interferencia de diafonía tiene lugar entre la pluralidad de líneas de comunicaciones, comprendiendo el procedimiento:
- 35 recibir unas señales dentro de una pluralidad de tonos a partir de al menos una de la pluralidad de líneas de comunicación, determinar unos parámetros de un bloque de cancelación usando una unidad de adaptación de comunicación y las características de línea y de señal de la pluralidad de líneas de comunicación, eliminar o reducir, usando el bloque de cancelación y los parámetros determinados, la diafonía dentro de cada tono de la pluralidad de tonos de las señales que se reciben de al menos una de la pluralidad de líneas de comunicación,
- 40 recibir unas señales dentro de cada tono a partir del bloque de cancelación, y emplear una transmisión de bloques sincronizada usando el sistema de DSL para facilitar la eliminación o reducción de diafonía, **caracterizado porque**: la eliminación o reducción en la interferencia de diafonía usa una asignación de energía en frecuencia que se determina mediante una optimización de relleno de agua, que se realiza de manera independiente para usuarios respectivos que transmiten de forma concurrente en la pluralidad de líneas de comunicación, y
- 45 en el que la transmisión de bloques se refiere a la transmisión de bloques que tienen un prefijo cíclico y un sufijo cíclico de al menos una longitud mínima, más grande que el retardo de propagación de canal.
7. El procedimiento de la reivindicación 6, en el que la eliminación o reducción de diafonía se realiza de manera independiente en cada tono.
- 50 8. El procedimiento de la reivindicación 6, que incluye además alinear los límites de bloque para la transmisión en sentido ascendente, de tal modo que los bloques de todos los usuarios que proporcionan una transmisión en sentido ascendente se reciben de forma simultánea.
9. El procedimiento de la reivindicación 8, en el que emplear una transmisión de bloques sincronizada usando el sistema de DSL incluye realizar una sincronización a nivel de bloque durante la inicialización.
- 55

10. El procedimiento de la reivindicación 6, en el que determinar los parámetros del bloque de cancelación se basa en el conocimiento de al menos una de una matriz de canal y una matriz de covarianza de ruido.
11. El procedimiento de las reivindicaciones 5 o 10, que incluye además la etapa de obtener el conocimiento de matriz de canal mediante una identificación de canal basada en aprendizaje que se realiza durante la inicialización.
- 5 12. El procedimiento de las reivindicaciones 1 o 6, en el que la transmisión es al menos una de una comunicación en sentido ascendente y una comunicación en sentido descendente.
13. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el transmisor está ubicado en una oficina central y / o unidad de red óptica.
14. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el al menos un afijo incluye al menos un prefijo cíclico.
- 10 15. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el al menos un afijo incluye al menos un sufijo.
16. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el al menos un afijo incluye tanto un sufijo cíclico como un prefijo cíclico.
17. Un sistema de línea de abonado digital, DSL, para una transmisión vectorizada que comprende:
- 15 una pluralidad de transmisores (1410) configurados y dispuestos para usar comunicaciones por multitono discreto por una pluralidad de líneas de comunicaciones (230), en el que una interferencia de diafonía entre las líneas de comunicación tiene lugar durante la transmisión;
- un bloque de precodificación (1420) configurado y dispuesto para recibir unas señales dentro de una pluralidad de tonos y para predistorcionar las señales dentro de cada tono en respuesta a una pluralidad de parámetros, y para proporcionar las señales predistorcionadas a al menos uno de la pluralidad de transmisores para la
- 20 transmisión sobre al menos una de la pluralidad de líneas de comunicación (1430),
- una unidad de adaptación de comunicación (715) configurada y dispuesta para determinar, sobre la base de las características de línea y de señal de la pluralidad de líneas de comunicación, el conjunto de parámetros del bloque de precodificación, en el que la interferencia de diafonía se elimina o se reduce con respecto a las
- 25 señales predistorcionadas según se transmiten sobre al menos una de la pluralidad de líneas de comunicaciones, y
- en el que la pluralidad de transmisores están además configurados y dispuestos para realizar una transmisión de bloques y para sincronizar la transmisión de bloques, facilitando de ese modo la eliminación o reducción de diafonía, estando además el sistema **caracterizado porque:**
- 30 la eliminación o reducción en la interferencia de diafonía usa una asignación de energía en frecuencia que se determina mediante una optimización de relleno de agua, que se realiza de manera independiente para usuarios respectivos que transmiten de forma concurrente en la pluralidad de líneas de comunicación, y en el que la transmisión de bloques se refiere a la transmisión de bloques que tienen un prefijo cíclico y un sufijo cíclico de al menos una longitud mínima, más grande que el retardo de propagación de canal.
18. El sistema de la reivindicación 17, en el que el bloque de precodificación está además configurado y dispuesto para realizar una reducción o eliminación de la interferencia de diafonía mediante la realización de una predistorción de manera independiente sobre cada tono de la pluralidad de tonos.
- 35 19. Un sistema de línea de abonado digital, DSL, para una transmisión vectorizada, comprendiendo el sistema:
- una pluralidad de receptores (1230) configurados y dispuestos para la recepción por multitono discreto de señales dentro de una pluralidad de tonos a partir de una pluralidad de líneas de comunicaciones (230), en el
- 40 que una interferencia de diafonía tiene lugar entre la pluralidad de líneas de comunicaciones,
- un bloque de cancelación (1240) configurado y dispuesto para eliminar o reducir la diafonía dentro de cada tono de la pluralidad de tonos de las señales que se reciben de la al menos una de las líneas de comunicación, usando el bloque de cancelación y los parámetros, y para proporcionar unas señales dentro de cada tono, y
- 45 una unidad de adaptación de comunicación (715) configurada y dispuesta para determinar los parámetros del bloque de cancelación usando las características de línea y de señal de la pluralidad de líneas de comunicación, y
- una pluralidad de transmisores (1210) que están configurados y dispuestos para realizar una transmisión de bloques y para sincronizar la transmisión de bloques, facilitando de ese modo la eliminación o reducción de diafonía, estando además el sistema **caracterizado porque:**
- 50 la eliminación o reducción en la interferencia de diafonía usa una asignación de energía en frecuencia que se determina mediante una optimización de relleno de agua, que se realiza de manera independiente para usuarios respectivos que transmiten de forma concurrente en la pluralidad de líneas de comunicación, y en el que la transmisión de bloques se refiere a la transmisión de bloques que tienen un prefijo cíclico y un sufijo cíclico de al menos una longitud mínima, más grande que el retardo de propagación de canal.

20. El sistema de las reivindicaciones 17 o 19, en el que la unidad de adaptación de comunicación está además configurada y dispuesta para determinar los parámetros del bloque de cancelación sobre la base del conocimiento de al menos una de una matriz de canal y una matriz de covarianza de ruido.
- 5 21. El sistema de las reivindicaciones 17 y 20, en el que la unidad de adaptación de comunicación está además configurada y dispuesta para obtener el conocimiento de matriz de canal mediante una identificación de canal basada en aprendizaje que se realiza durante la inicialización.
22. El sistema de la reivindicación 19, en el que la pluralidad de receptores están configurados y dispuestos para al menos una de una comunicación en sentido ascendente y una comunicación en sentido descendente.

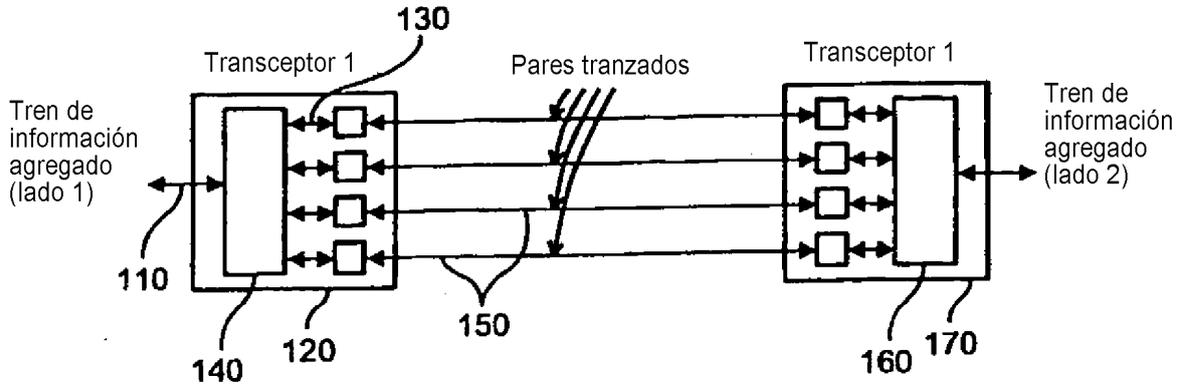


FIG. 1

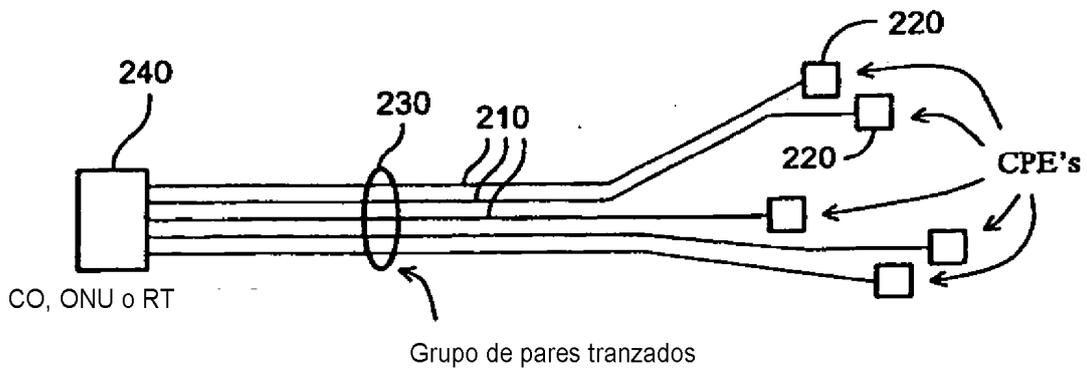


FIG. 2

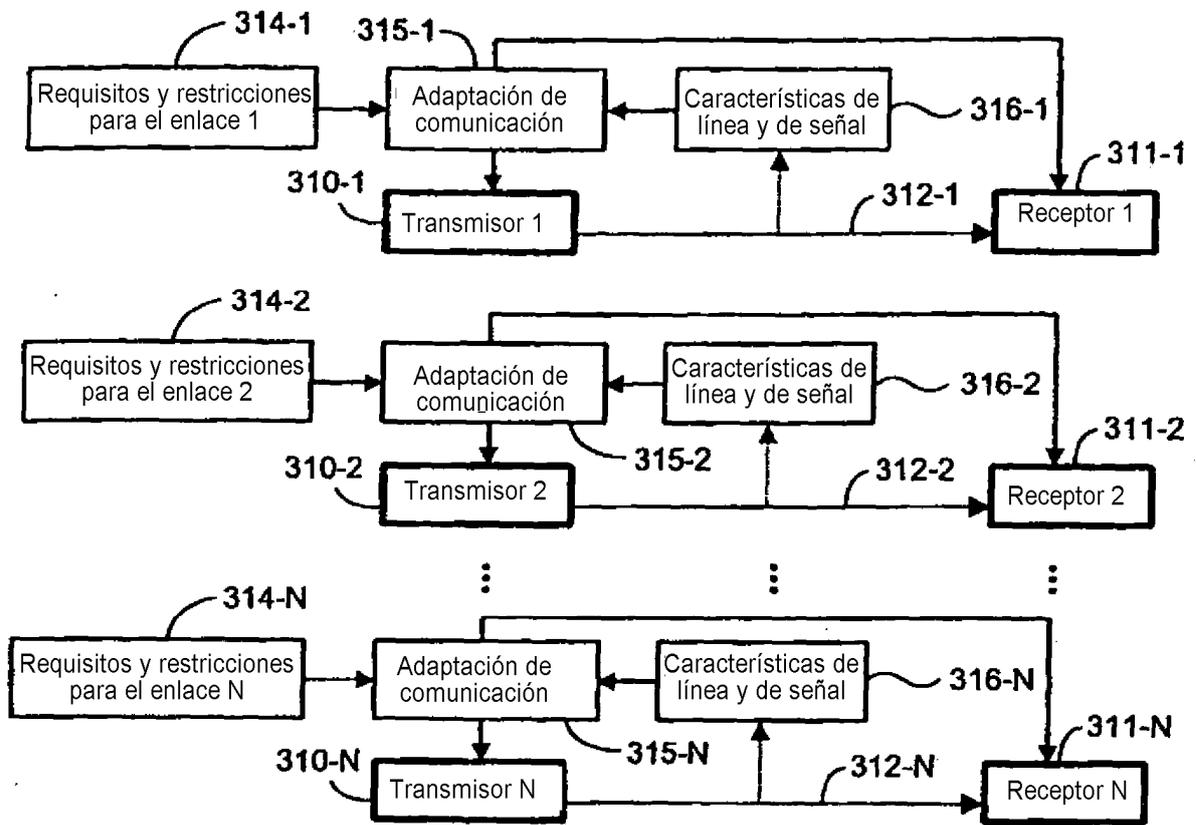


FIG. 3

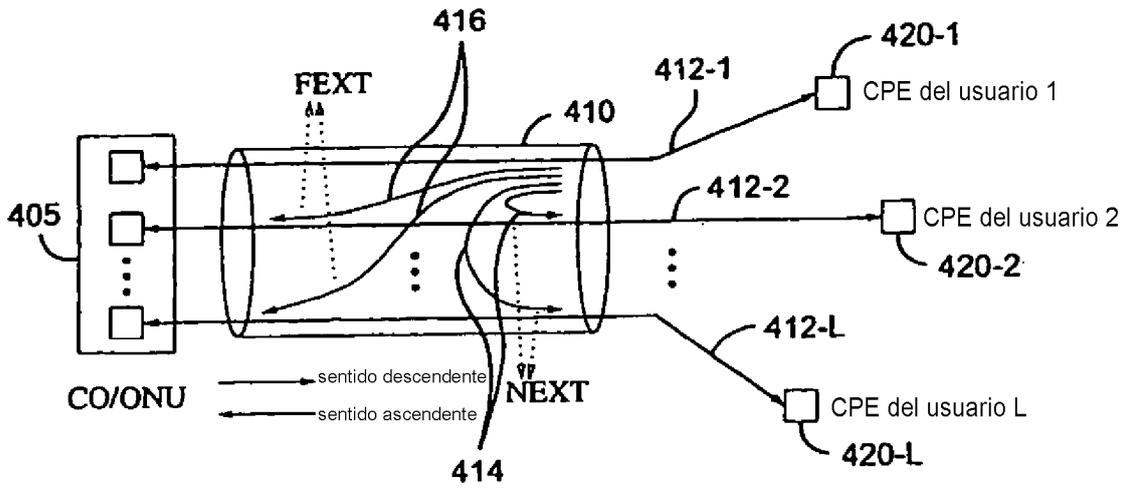


FIG. 4

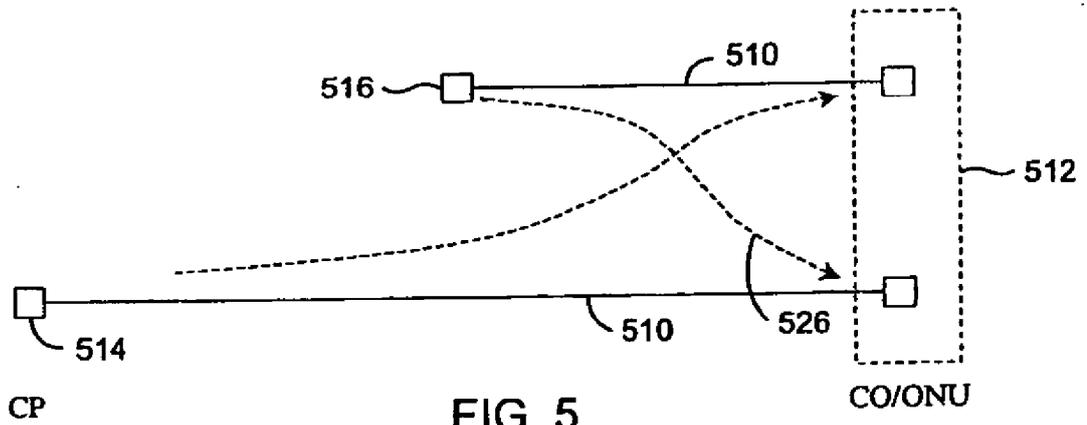


FIG. 5

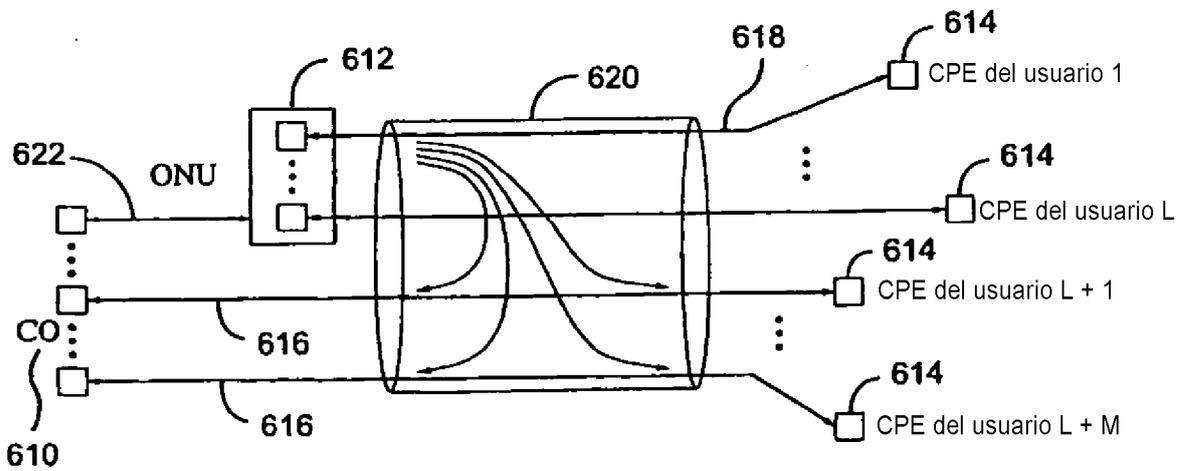


FIG. 6

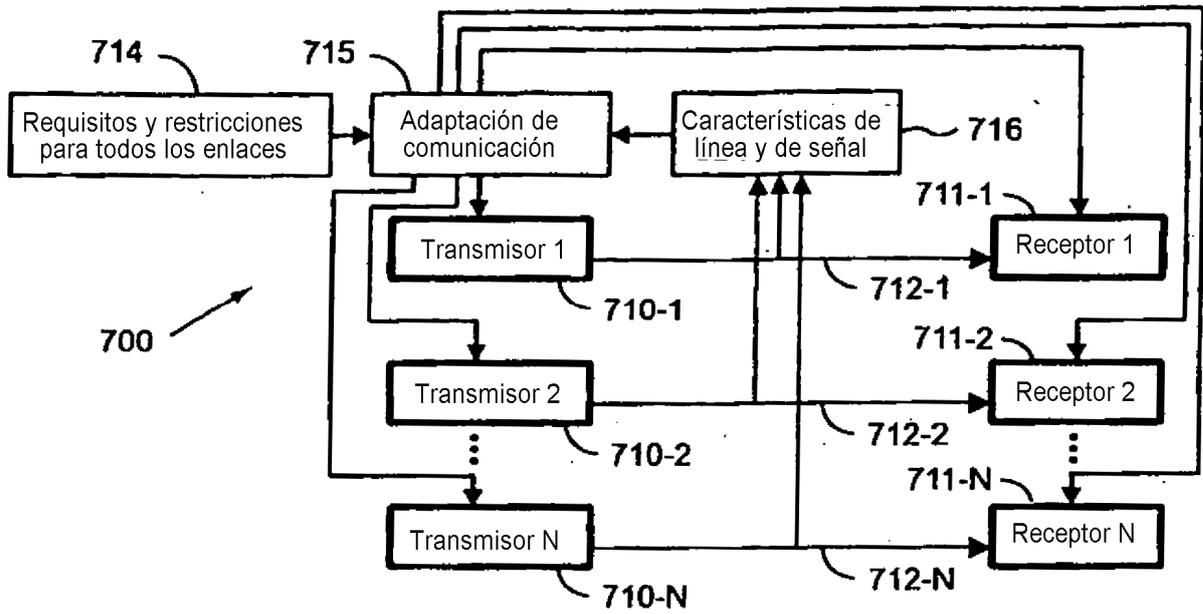


FIG. 7

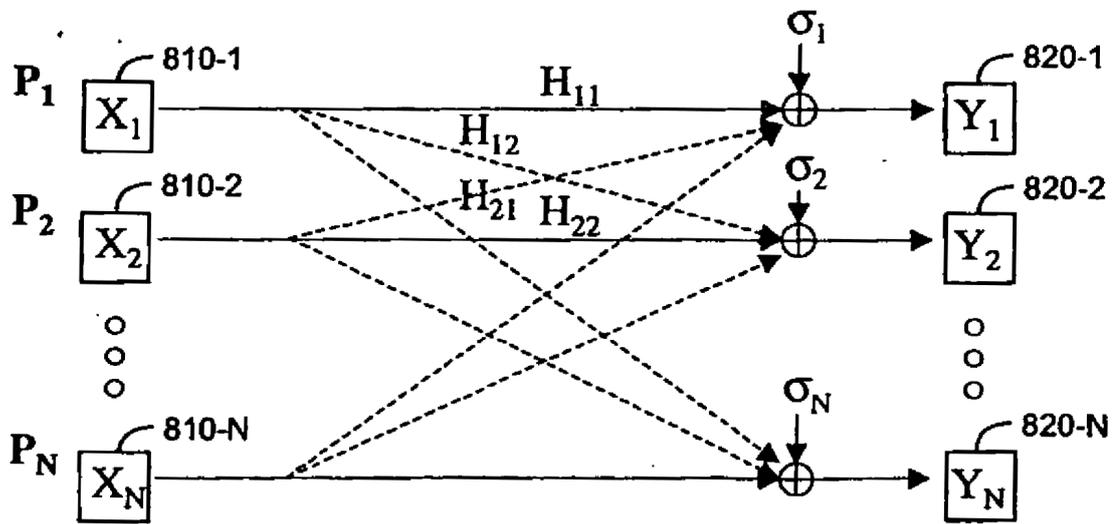


FIG. 8

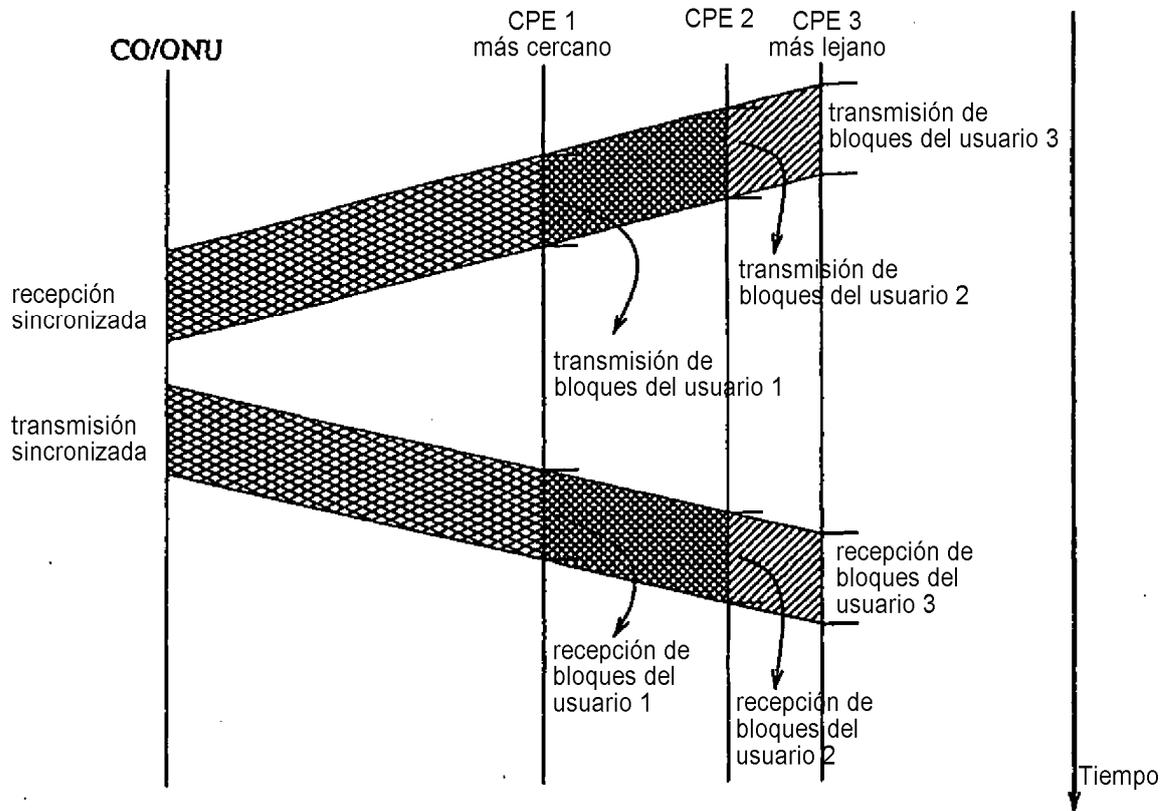


FIG. 9

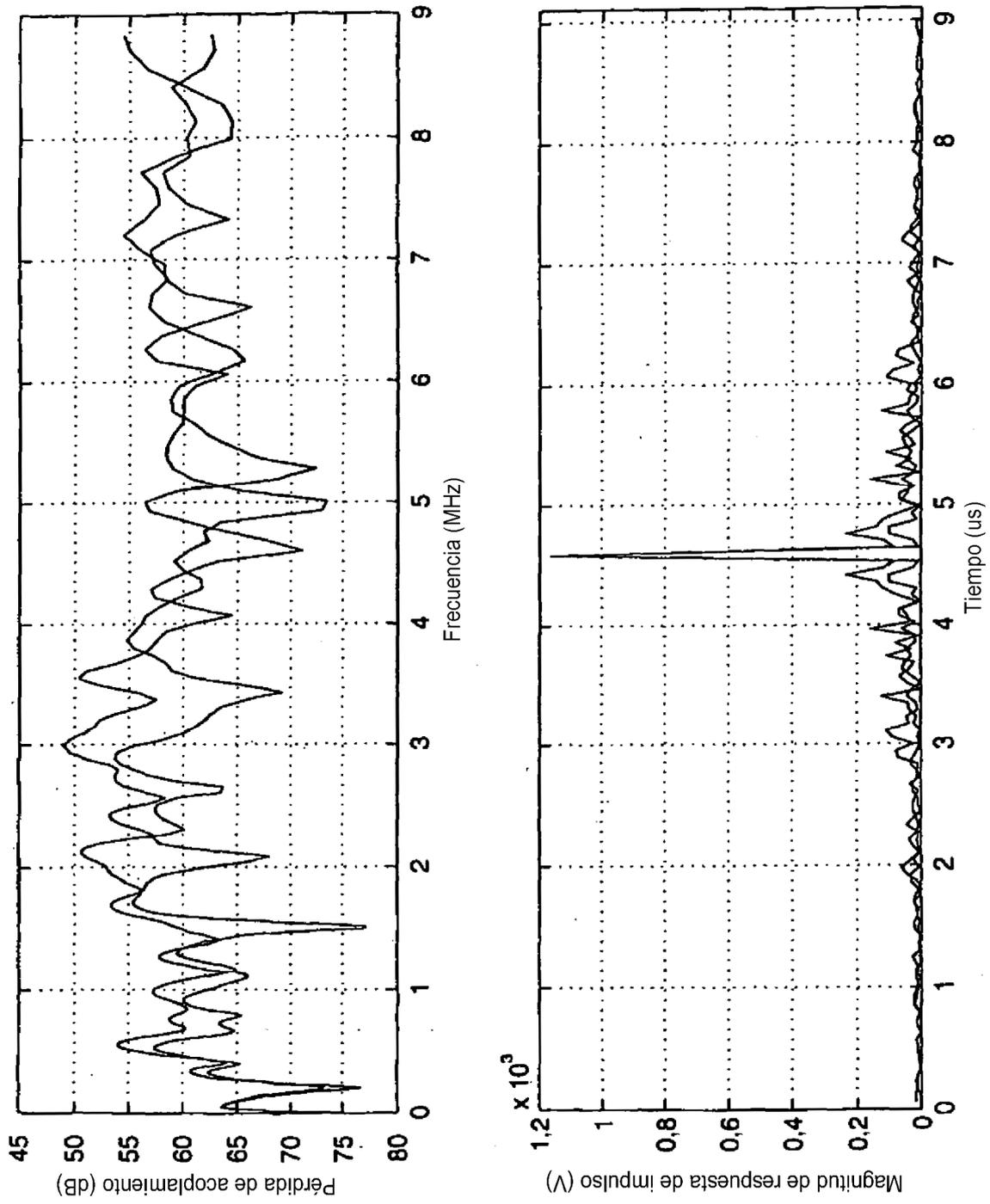


FIG. 10

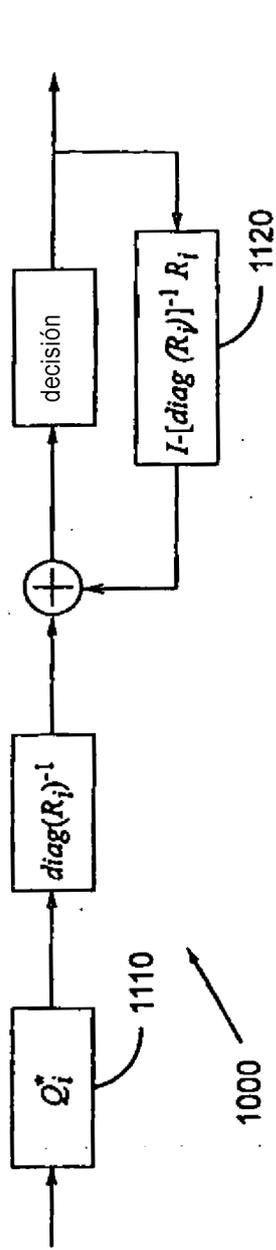


FIG. 11

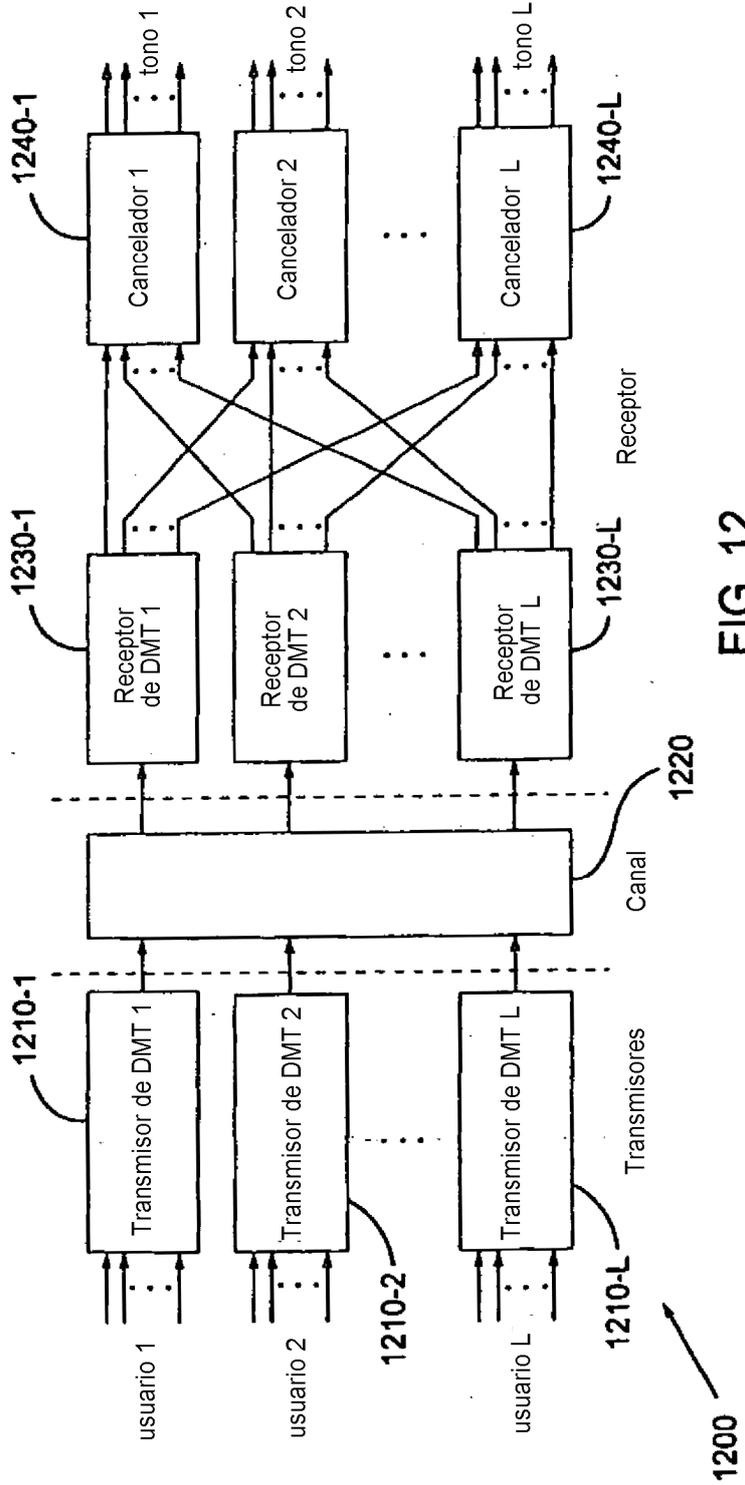


FIG. 12

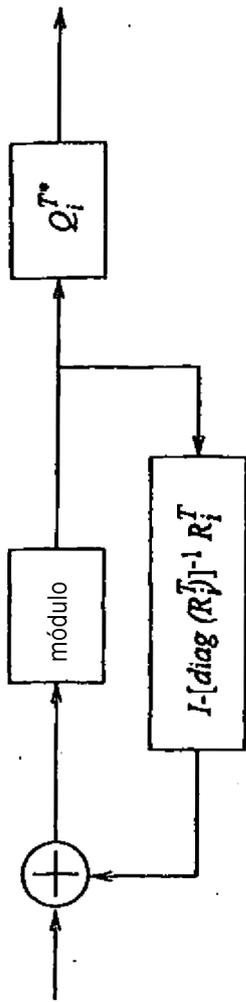


FIG. 13

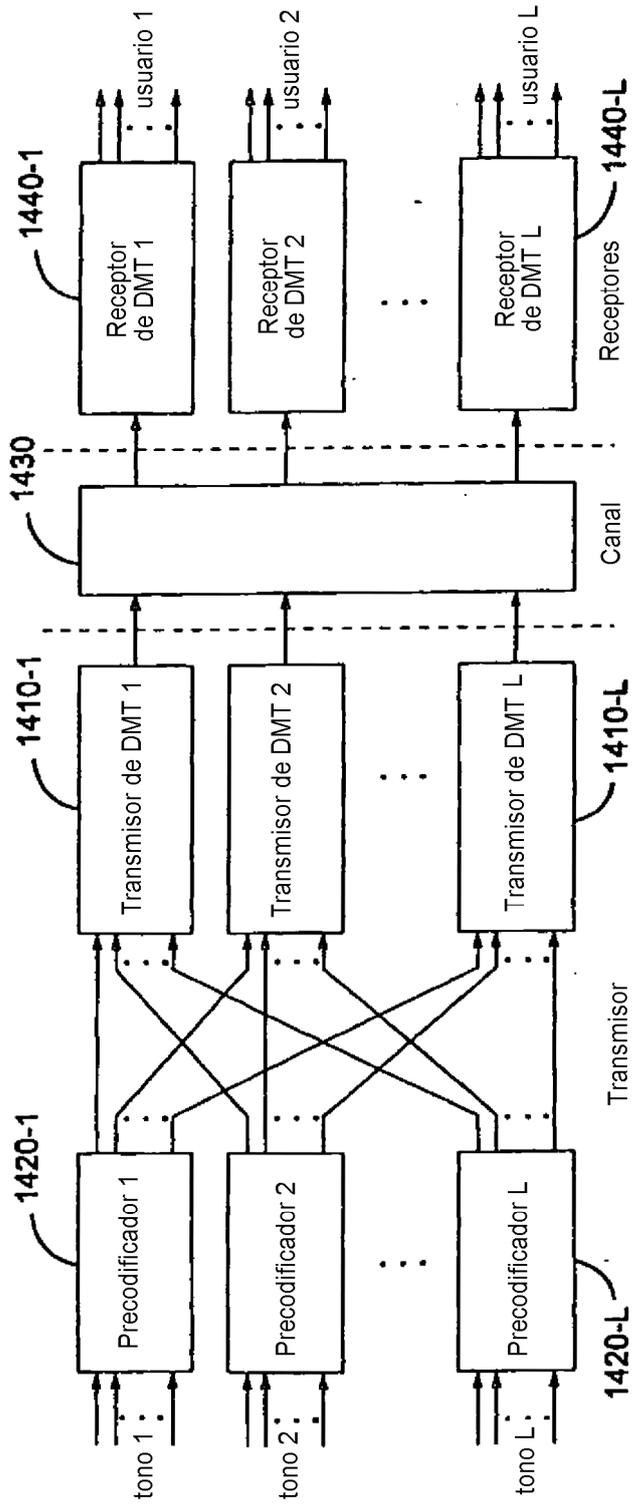


FIG. 14

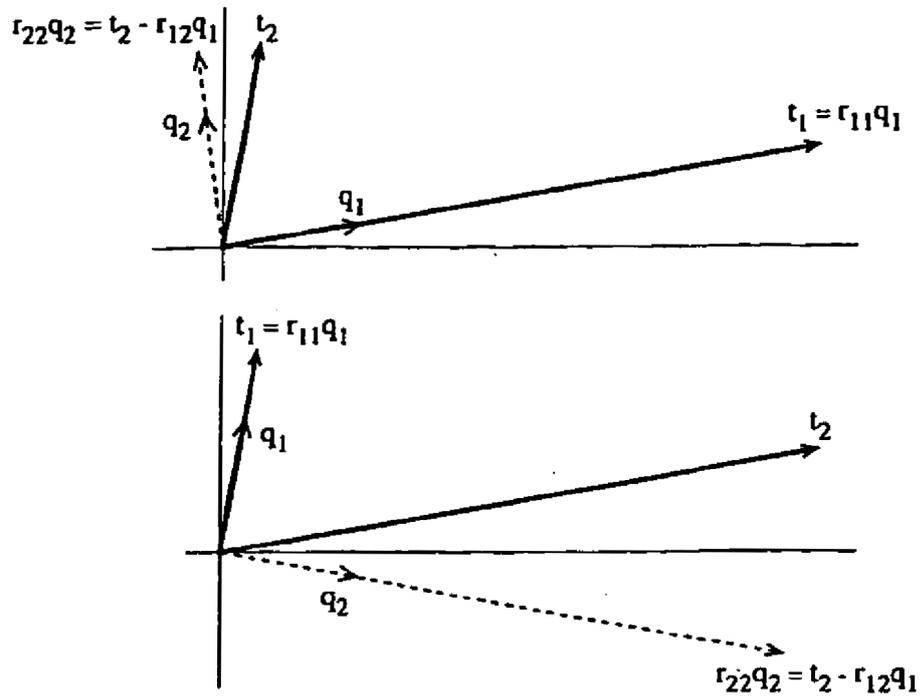


FIG. 15

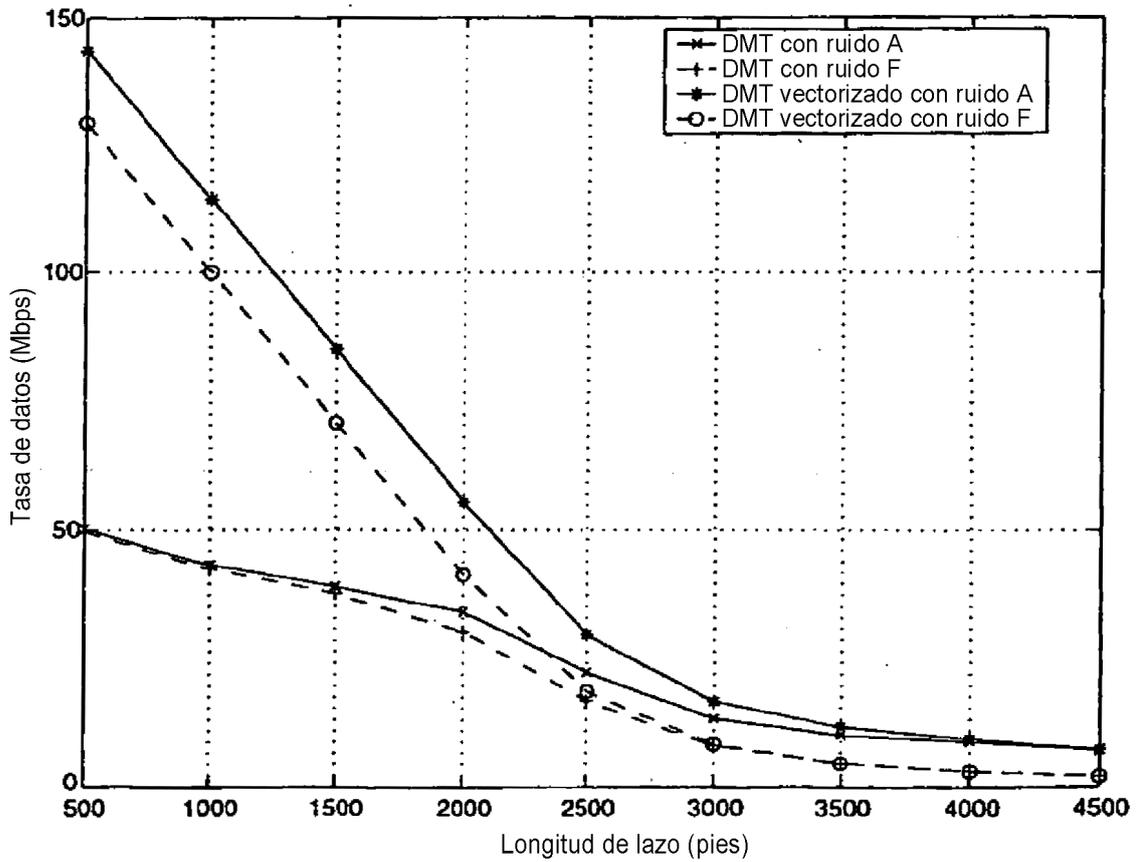


FIG. 16