

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 711 355**

51 Int. Cl.:

**H04B 3/32**

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.01.2013** **E 13305023 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.11.2018** **EP 2755333**

54 Título: **Adaptación de ganancia para sistemas de vectorización aguas abajo**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**03.05.2019**

73 Titular/es:

**ALCATEL LUCENT (100.0%)  
Site Nokia Paris Saclay, Route de Villejust  
91620 Nozay, FR**

72 Inventor/es:

**MAES, JOCHEN;  
TIMMERS, MICHAEL;  
VANDERHAEGEN, DIRK;  
NUZMAN, CARL y  
VAN BRUYSSSEL, DANNY**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 711 355 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

Adaptación de ganancia para sistemas de vectorización aguas abajo

5 **Campo técnico de la invención**

La presente invención se refiere a un método y aparato para controlar las comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de abonado, las comunicaciones haciendo uso de señales de comunicación que se procesan de forma conjunta a través de un codificador previo para la compensación previa de interferencia.

10

**Antecedentes técnicos de la invención**

La interferencia (o superposición entre canales) es una fuente importante de deterioro del canal para los sistemas de comunicación de múltiples salidas de entrada múltiple (MIMO), como los sistemas de comunicación de línea de abonado digital (DSL).

15

A medida que aumenta la demanda de velocidades de datos más altas, los sistemas DSL evolucionan hacia bandas de frecuencias más altas, en las que se produce una interferencia entre líneas de transmisión vecinas (es decir, líneas de transmisión que están muy cerca en parte o en su totalidad de su longitud, como los pares de cobre retorcidos en una presilla de cables) son más pronunciados (a mayor frecuencia, mayor acoplamiento).

20

Un sistema MIMO puede ser descrito por el siguiente modelo lineal:

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{Z}(k) \quad (1),$$

25

en el que el vector complejo del componente  $N \times 1 \mathbf{X}$ , respectivamente  $N \times 1 \mathbf{Y}$ , denota una representación de frecuencia discreta, como una función del índice de frecuencia/portador/tono  $k$ , de los símbolos transmitidos en, recibidos respectivamente desde, los canales  $N$ ,

en el que la matriz compleja de  $N \times N \mathbf{H}$  se conoce como la matriz de canal: el componente  $(i, j)$ -ésimo de la matriz de canal  $\mathbf{H}$  describe cómo el sistema de comunicación produce una señal en la salida del  $i$ -ésimo canal en respuesta a una señal transmitida a la entrada del canal  $j$ -ésimo; los elementos diagonales de la matriz del canal describen el acoplamiento directo del canal, y los elementos fuera de la diagonal de la matriz del canal describen el acoplamiento entre canales (también conocidos como coeficientes de interferencia),

30

y en el que el vector complejo  $N \times 1 \mathbf{Z}$  del componente  $N$  denota ruido aditivo sobre los canales  $N$ , como la interferencia de radiofrecuencia (RFI) o el ruido térmico.

35

Diferentes estrategias han sido desarrolladas para mitigar la interferencia y para maximizar el rendimiento efectivo, el alcance y la estabilidad en línea. Estas técnicas están evolucionando gradualmente desde las técnicas de gestión espectral estática o dinámica a la coordinación de señales multiusuario (o vectorización).

40

Una técnica para reducir la interferencia entre canales es la codificación previa de la señal conjunta: los símbolos de datos de transmisión se transmiten de forma conjunta a través de un codificador previo antes de ser transmitidos a través de los canales de comunicación respectivos. El codificador previo es tal que la concatenación del codificador previo y el canal de comunicación da como resultado poca o ninguna interferencia entre canales en el receptor. Por ejemplo, un codificador previo lineal realiza un producto de matriz en el dominio de frecuencia de un vector de transmisión  $\mathbf{X}(k)$  con una matriz de codificación previa  $\mathbf{P}(k)$ , la matriz de codificación previa  $\mathbf{P}(k)$  es tal que la matriz de canales resultante  $\mathbf{H}(k) \mathbf{P}(k)$  está diagonalizada, es decir, los coeficientes fuera de la diagonal del canal general  $\mathbf{H}(k) \mathbf{P}(k)$ , y por lo tanto la interferencia entre canales, en su mayoría se reduce a cero. En la práctica, el codificador previo superpone señales de compensación previa de interferencia antifase sobre la línea víctima junto con la señal directa que interfiere destructivamente en el receptor con las señales de interferencia reales de las respectivas líneas perturbadoras.

45

50

Una técnica adicional para reducir la interferencia entre canales es posterior al procesamiento de señal conjunta: los símbolos de datos recibidos se pasan conjuntamente a través de un codificador posterior antes de ser detectado. El código posterior es tal que la concatenación del canal de comunicación y el código posterior dan como resultado poca o ninguna interferencia entre canales en el receptor.

55

La elección del grupo de vectorización, es decir el conjunto de líneas de comunicación, las señales de que se procesan de forma conjunta, es bastante crítico para la consecución de actuaciones de mitigación de interferencia buenas. Dentro de un grupo de vectorización, cada línea de comunicación se considera como una línea perturbadora que induce interferencia en las otras líneas de comunicación del grupo, y la misma línea de comunicación se considera como línea víctima que recibe interferencia de las otras líneas de comunicación del grupo. La interferencia de las líneas que no pertenecen al grupo de vectorización se trata como un ruido extraño y no se cancela.

60

65

5 Idealmente, el grupo de vectorización debe coincidir con todo el conjunto de líneas de comunicación que físicamente y notablemente interactúan entre sí. Sin embargo, la desagregación del bucle local debido a las políticas de regulación nacional y/o las capacidades limitadas de vectorización pueden evitar un enfoque tan exhaustivo, en cuyo caso el grupo de vectorización incluiría un subconjunto solo de todas las líneas que interactúan físicamente, lo que arroja ganancias limitadas de vectorización.

10 La vectorización de señales se realiza normalmente en un punto de agregación de tráfico, donde están disponibles todos los símbolos de datos transmitidos simultáneamente, o recibidos de todas las líneas de abonado del grupo de vectorización. Por ejemplo, la vectorización de señales se realiza ventajosamente dentro de un multiplexor de acceso de línea de abonado digital (DSLAM) desplegado en una oficina central (CO) o como una unidad remota alimentada por fibra más cercana a las instalaciones del abonado (gabinete de calle, gabinete de poste, etc.). La codificación previa de la señal es particularmente adecuada para la comunicación descendente (hacia las instalaciones del cliente), mientras que el procesamiento posterior de la señal es particularmente apropiado para la comunicación ascendente (desde las instalaciones del cliente).

15 Normalmente, la matriz de canal es diagonal dominante, lo que significa que las ganancias de interferencia son insignificantes en comparación con las ganancias de canal directo. Y también lo es la matriz de codificación previa: las señales de compensación previa de interferencia que se superponen sobre la línea víctima agregan poco a la potencia de transmisión total.

20 Con el advenimiento de las nuevas tecnologías de acceso y el uso del espectro de transmisión aún más amplio, esta suposición puede no ser verdad, es decir, las ganancias de interferencia comienzan a ser significativas en comparación con las ganancias de canal directos, y la matriz de canal y la matriz de codificación previa resultante ya no son diagonalmente dominantes. Si es así, la superposición de señales de compensación previa de interferencia en la línea de la víctima puede violar la máscara de transmisión de densidad espectral de potencia (PSD) aplicable a esa línea de la víctima. Una o más señales de comunicación deben reducirse antes de la etapa de codificación previa para contrarrestar este exceso de potencia de señal.

30 Además, la señal de compensación previa de la interferencia que se superpone sobre una línea víctima para mitigar la interferencia de una línea perturbadora dada se acopla de nuevo en esa línea perturbadora y contribuye a la señal deseada o significativa (2<sup>do</sup> efecto de orden). Cuando se actualiza el codificador previo, uno o más receptores pueden salirse de la pista debido a la polarización de ecualización de canal inducida por las señales de compensación previa de interferencia recién superpuestas. De hecho, un receptor en modo de seguimiento no puede hacer frente a un cambio repentino en la ganancia directa del canal, ya que el seguimiento de canales generalmente requiere cientos de muestras para converger y lograr la precisión requerida. En consecuencia, la señal ya no se detecta correctamente a medida que los puntos de la constelación se alejan de su posición actual esperada, lo que provoca errores de decodificación que finalmente se traducen en cambios de línea y/o una experiencia de usuario pobre.

40 La siguiente técnica anterior, que puede considerarse útil para la comprensión de la presente invención y su relación con la técnica anterior, se reconoce adicionalmente y discute brevemente.

45 La solicitud de patente de Estados Unidos titulada "*Control de sistema de comunicación dinámico digital*", y publicado el 11 de octubre de 2012 con número de publicación US 2012/0257691 A1, describe un método para controlar las comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de comunicación. Se crea un modelo de las características de interferencia debido a las señales transportadas en las líneas de comunicación. Las características de interferencia para una línea se determinan en función del modelo y las señales reales transportadas en otras líneas de comunicación diferentes de la línea para la cual se están determinando las características. La interferencia real se compensa en la línea de comunicación utilizando las características de interferencia determinadas. La compensación previa de interferencias en el lado del transmisor se basa en la codificación previa no lineal (NLP) y en la descomposición de la matriz **QR** de la matriz de canal normalizada. Las muestras de transmisión pasan a través de una primera matriz triangular junto con una función de módulo, y luego a través de una segunda matriz unitaria. La función de módulo mantiene las señales precodificadas dentro de los límites de potencia permitidos sin ninguna reducción de escala de la señal, mientras que la matriz unitaria conserva la potencia de transmisión inicial. Los receptores están configurados con ganancias directas respectivas que se derivan de los elementos diagonales respectivos de la matriz triangular.

**Sumario de la invención**

60 Es un objetivo de la presente invención mejorar la robustez y el rendimiento de los sistemas de vectorización en el caso de la matriz de canal no en la diagonal dominante.

65 De acuerdo con un primer aspecto de la invención, se propone un método para controlar las comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de abonado. Las comunicaciones hacen uso de señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal para la compensación previa de interferencia. El método comprende la detección de un evento de actualización, por lo que el codificador previo debe actualizarse,

- 5 determinar el factor de escalado de la señal que se aplicará a una señal de comunicación de transmisión para la conformidad con una máscara PSD de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través del codificador previo actualizado, enviar la información de ajuste de señal a un receptor acoplado remotamente a una línea de abonado fuera de la pluralidad de líneas de abonado indicativas de un factor de compensación de señal que se aplicará a una señal de comunicación de recepción para compensar un sesgo de ecualización de canal en el receptor causado por un escalado de señal de transmisión correspondiente, y coordinar en el tiempo la actualización del codificador previo y el escalado de la señal de transmisión correspondiente con la aplicación del factor de compensación de señal en el receptor.
- 10 En una realización de la invención, la actualización del codificador previo comprende la determinación de uno o más coeficientes de acoplamiento del codificador previo para mitigar la interferencia de la línea de abonado en una o más líneas de la víctima, y el factor de compensación de señal adicional compensa un sesgo de ecualización adicional de canal en el receptor causado por las correspondientes señales de compensación previa de interferencia superpuestas sobre una o más líneas víctimas.
- 15 En una realización de la invención, el factor de compensación de señal es un factor escalar que compensa un sesgo de amplitud.
- 20 En una realización de la invención, el factor de compensación de señal es un factor complejo que compensa tanto un sesgo de amplitud y una polarización de fase.
- 25 En una realización de la invención, la etapa de envío y el ajuste de señal correspondiente en el receptor está condicionada a la cantidad de sesgo de compensación de canal causado por la actualización del codificador previo programada.
- 30 En una realización de la invención, el codificador previo se actualiza en dos etapas, una primera actualización del codificador previo con ganancias parciales de codificación previa y sesgo de compensación de canal limitado, y una segunda actualización del codificador previo con ganancias de codificación previa completos. La etapa de envío tiene lugar entre la primera y la segunda actualización del codificador previo, y la segunda actualización del codificador previo está coordinada en el tiempo con la aplicación del factor de compensación de señal en el receptor.
- 35 En una realización de la invención, el evento de actualización es una nueva línea de abonado que se une o abandona la pluralidad de líneas de abonado.
- 40 En una realización de la invención, el evento de actualización es un cambio sustancial en la potencia de transmisión sobre una línea de abonado reconfigurada.
- 45 En una realización de la invención, el método comprende además la etapa de, tras la recepción de la información de ajuste de ganancia, devolver un valor carga de bits adaptado y/o un factor de sintonización de ganancia fina adaptado para un portador respectivo a un transmisor correspondiente.
- 50 En una realización de la invención, las señales de comunicación son señales de múltiples portadores, y el factor de compensación de señal se determina en una base por portador.
- 55 En una realización de la invención, la amplitud de la señal de factor de escala se basa en un criterio de equidad multiusuario.
- 60 De acuerdo con otro aspecto de la invención, se propone un primer controlador de comunicación para el control de comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de abonado. Las comunicaciones hacen uso de señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal para la compensación previa de interferencia. El primer controlador de comunicación está configurado para detectar un evento de actualización, por lo que el codificador previo debe actualizarse, para determinar el factor de escalado de la señal que se aplicará a una señal de comunicación de transmisión para la conformidad con una máscara de PSD de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través de la actualización. codificador previo, para enviar información de ajuste de señal a un receptor acoplado remotamente a una línea de abonado fuera de la pluralidad de líneas de abonado indicativas de un factor de compensación de señal que debe aplicarse a una señal de comunicación de recepción para compensar un sesgo de ecualización de canal en el receptor causado por una escala de la señal de transmisión correspondiente, y para coordinar en tiempo la actualización del codificador previo y la escala de la señal de transmisión correspondiente con la aplicación del factor de compensación de señal en el receptor.
- 65 El primer controlador de comunicación puede formar parte de un nodo de acceso, tal como un DSLAM, un conmutador de Ethernet, un enrutador de borde, etc.
- Las realizaciones de un primer controlador de comunicación de acuerdo con la invención se corresponden con las realizaciones respectivas de un método de acuerdo con la invención.

De acuerdo con todavía otro aspecto de la invención, se propone un segundo controlador de comunicación para controlar una comunicación a través de una línea de abonado de una pluralidad de líneas de abonado. Las comunicaciones a través de la pluralidad de líneas de abonado hacen uso de señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal para la compensación previa de interferencia. El segundo controlador de comunicación está configurado para recibir información de ajuste de señal desde un transmisor acoplado remotamente a la línea de abonado indicativo de un factor de compensación de señal que se aplicará a una señal de comunicación de recepción para compensar un sesgo de ecualización de canal causado por un escalado de señal de transmisión correspondiente a aplicar en el transmisor a una señal de comunicación de transmisión en una actualización del codificador previo para la conformidad con una máscara de PSD de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través del codificador previo actualizado, y para coordinar en el tiempo la aplicación del factor de compensación de señal con la actualización del codificador previo y el escalado de la señal de transmisión correspondiente.

El segundo controlador de comunicación puede formar parte de un dispositivo de abonado que soporta la comunicación por cable a través de una planta de acceso, tal como un escritorio, un ordenador portátil, un módem, una pasarela de red, una pasarela de medios, etc.

Las realizaciones de un segundo controlador de comunicación de acuerdo con la invención se corresponden con las realizaciones respectivas de un método de acuerdo con la invención.

Cuando el codificador previo necesita ser actualizado, por ejemplo, a causa de una nueva línea de abonado que se une a un grupo de vectorización y la correspondiente señal de compensación previa de interferencia que se superponen sobre las respectivas líneas de víctima, se aplican escalados de señal apropiados a una o más señales de comunicación para restringir las PSD de transmisión en una o más líneas de abonado dentro de la máscara de PSD de transmisión aplicable. Cuando se espera que la actualización del codificador previo y el escalado de la señal de transmisión correspondiente causen un sesgo de ecualización de canal sustancial en uno o más receptores, se propone una adaptación de ganancia controlada por el transmisor. La información de ajuste de la señal se envía a los receptores respectivos, y los receptores derivan factores de compensación de señal para compensar el sesgo de ecualización del canal inducido. La actualización del codificador previo y el escalado de la señal de transmisión correspondiente se coordinan en el tiempo con la aplicación de los factores de compensación de señal en los receptores. Este nivel extra de coordinación permite una actualización efectiva y transparente del codificador previo sin que los receptores queden fuera de lugar, independientemente de las fortalezas de interferencia en que se incurra dentro de la planta de acceso.

La adaptación de señal controlada por el transmisor propuesta se suma a las adaptaciones de ganancia controladas por el receptor existentes, como la sintonización de ganancia fina para eliminar el margen de ruido excesivo (por ejemplo, los llamados coeficientes de  $g_i$  en estándares DSL), así como las escalas de señal controladas por el transmisor existentes antes de la ecualización del canal, como la conformación de PSD (por ejemplo, los llamados coeficientes  $t_{ssi}$  en estándares DSL).

La señal de factores de compensación puede compensar tanto el sesgo de la amplitud y la polarización de fase causado por la actualización del codificador previo programada, o pueden compensar solo el sesgo de amplitud.

El procedimiento puede ser condicionado a la cantidad de sesgo de ecualización de canal que se espera que sea inducida en el receptor en la cuenta de la actualización de codificador previo. Por ejemplo, uno puede comparar una potencia esperada - que es una amplitud, potencia o energía esperada - del componente de señal útil en un receptor después de la actualización del codificador previo en un lado, teniendo debidamente en cuenta el efecto de segundo orden antes mencionado (lo que significa que corresponde a las ganancias de canal directas e indirectas), con la intensidad de corriente de la componente de señal en el receptor en la que los coeficientes de ecualización de canal actuales se basan en el otro lado. Si estas dos cantidades difieren en un margen dado, entonces se debe aplicar un factor de compensación de señal apropiado en el receptor junto con la actualización del codificador previo. El margen seleccionado generalmente depende de la cantidad de ruido incurrido en el receptor: cuanto más fuerte sea el ruido, cuanto más alejados estén los puntos de la constelación, mayor será el margen seleccionado.

Como una consecuencia directa de la de ajuste de ganancia de la señal, el receptor puede devolver valores de bits de carga ajustados y/o los factores de ajuste de ganancia fina ajustados por los respectivos portadores al transmisor.

Como una posible mejora, el codificador previo se puede actualizar en dos etapas: una primera actualización del codificador previo con ganancias de codificación previa parciales que, sin embargo, causa un sesgo de ecualización de canal pequeño en los receptores y por lo tanto que no requiere ajuste de señal en los receptores, y una segunda actualización del codificador previo final con ganancias de codificación previa completas junto con el ajuste de señal adecuado en uno o más receptores. Al hacerlo, la mitigación parcial de interferencia puede comenzar de una vez sin esperar a que se complete el procedimiento de ajuste de ganancia.

### Breve descripción de los dibujos

Los objetivos y características anteriores y otros de la invención resultarán más evidentes y la propia invención se entenderá mejor por referencia a la siguiente descripción de una realización tomada en conjunto con los dibujos adjuntos en los que:

- La figura 1 representa un nodo de acceso según la presente invención;
- La figura 2 representa un dispositivo de abonado según la presente invención;
- La figura 3 representa un diagrama de flujo de mensajes entre un nodo de acceso y dispositivos de abonado remotos durante una actualización del codificador previo; y
- La figura 4 representa un diagrama de flujo de mensajes alternativo durante la actualización del codificador previo.

### Descripción detallada de la invención

Se ve en la figura 1 un nodo de acceso 100 según la presente invención que comprende los siguientes bloques funcionales:

- Transceptores N 110;
- una unidad de procesamiento de vectores 120 (o VPU); y
- una unidad de control de vectorización 130 (o VCU) para controlar el funcionamiento de la VPU 120.

Los transceptores 110 se acoplan respectivamente a las líneas de abonado L1 a LN, que se supone para formar parte del mismo grupo de vectorización. Los transceptores 110 también están acoplados individualmente a la VPU 120 y a la VCU 130. La VCU 130 está acoplada además a la VPU 120.

Cada uno de los transceptores 110 comprende:

- un procesador de señal digital (DSP) 111;
- un extremo frontal analógico (AFE) 112; y
- una unidad de adaptación de línea (LAU) 113.

Los N DSP 111 están acoplados a los respectivos de las unidades de N AFE 112. Los N AFE 112 están además acoplados a las respectivas de las N LAU 113. Las N LAU 113 están acopladas además a las respectivas de las N líneas de abonado L1 a LN.

Cada uno de los AFE 112 comprende un convertor de señal digital a analógica (DAC) y un convertidor analógico-digital(ADC), un filtro de transmisión y un filtro de recepción para confinar la energía de señal dentro de las bandas de frecuencia de comunicación apropiadas mientras rechaza la interferencia fuera de banda, un controlador de línea para amplificar la señal de transmisión y para conducir la línea de transmisión, y un amplificador de bajo ruido (LNA) para amplificar la señal de recepción con el menor ruido posible.

Cada uno de los LAU 113 comprende un híbrido para el acoplamiento de la salida del transmisor a la línea de transmisión y la línea de transmisión a la entrada del receptor mientras que el logro relación de acoplamiento transmisor-receptor baja (por ejemplo, por medio de técnicas de cancelación de eco), además de transmitir y recibir filtros de paso alto para filtrar las señales no deseadas presentes en las bandas de frecuencia POTS o RDSI, circuitos de adaptación de impedancia para adaptarse a la impedancia característica de la línea de transmisión y circuitos de aislamiento (normalmente un transformador).

Cada uno de los DSP 111 está dispuesto para operar canales de comunicación multiportador descendente y ascendente.

Cada uno de los DSP 111 está configurado además para operar canales de control aguas abajo y aguas arriba que se utilizan para transportar el tráfico de control entre transceptores de pares, tales como comandos y respuestas de diagnóstico o de gestión. El tráfico de control se multiplexa con el tráfico del usuario a través del canal DSL.

Más específicamente, cada uno de los DSP 111 es para la codificación y la modulación de los datos de usuario y de control en símbolos de datos digitales, y para demodular y decodificar datos de control y del usuario a partir de símbolos de datos digitales.

Las siguientes etapas de transmisión se realizan normalmente dentro de los DSP 111:

- codificación de datos, como multiplexación de datos, trama, aleatorización, codificación de corrección de errores e intercalado;

- modulación de la señal, que comprende las etapas de ordenar los portadores de acuerdo con una tabla de ordenación de portadores, analizar el flujo de bits codificado de acuerdo con las cargas de bits de los portadores ordenados y asignar cada trozo de bits en un punto de constelación de transmisión apropiado (con la respectiva amplitud de la portador y fase), posiblemente con codificación Trellis;
  - 5   – escalar la señal;
  - transformada rápida de Fourier inversa (IFFT);
  - inserción del prefijo cíclico (CP); y posiblemente
  - ventana de tiempo.
- 10 Las siguientes etapas de recepción se realizan normalmente dentro del DSP 111:
- eliminación de CP, y posiblemente ventana de tiempo;
  - transformada rápida de Fourier (FFT);
  - ecualización de frecuencia (FEQ);
  - 15   – demodulación y detección de la señal, que comprende las etapas de aplicar a cada una de las muestras de frecuencia ecualizada una cuadrícula de constelación apropiada, cuyo patrón depende de la carga del bit del portador respectivo, detectando el punto de constelación de transmisión esperado y la secuencia de bits de transmisión correspondiente, posiblemente con Trellis decodificando, y reordenando todos los trozos de bits detectados de acuerdo con la tabla de ordenación del operador; y
  - 20   – la decodificación de datos, como el desentrelazado de datos, la descodificación RS (los errores de bytes, en su caso, se corrigen en esta etapa), el desaleatorización, la delimitación de trama y la demultiplexación.

25 Cada uno de los DSP 111 está configurado además para suministrar muestras de frecuencia de transmisión a la VPU 120 antes de la etapa de la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT) para la codificación previa de la señal de articulación, y para suministrar recibir muestras de frecuencia a la VPU 120 después de la etapa de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) para el postprocesamiento de señal conjunta.

30 Cada uno de los DSP 111 está configurado además para recibir muestras de frecuencia corregida de las VPU 120 para la transmisión o la detección adicionales. Alternativamente, los DSP 111 pueden recibir muestras de corrección para agregar a las muestras de frecuencia iniciales antes de una transmisión o detección adicional.

35 Cada uno de los DSP 111 está configurado además para notificar a la VCU 130 sobre eventos particulares (ver "actualizar\_evento" en la figura 1), tales como la detección de una nueva línea de inicialización, o cuando la potencia de transmisión se ajusta de manera significativa en una línea de abonado dada.

40 La VPU 120 está configurado para atenuar la interferencia inducida sobre las líneas de transmisión L1 a LN. Esto se logra multiplicando un vector  $\mathbf{X}$  de muestras de frecuencia de transmisión con una matriz de codificación previa  $\mathbf{P}$  para compensar previamente con una estimación de la interferencia esperada (en sentido descendente), o multiplicando un vector  $\mathbf{Y}$  de recibir muestras de frecuencia con una matriz de cancelación de interferencia  $\mathbf{G}$  para compensar posteriormente con una estimación de la interferencia incurrida (aguas arriba).

45 Sean  $i$  y  $j$  los índices de línea que van de 1 a  $N$ ,  $k$  un índice de frecuencia, y  $1$  un índice de símbolo de datos. En el caso de la transmisión de dúplex por división de frecuencia (FDD), el índice de frecuencia  $k$  toma valores de rango diferentes y no superpuestos, dependiendo de si se considera la comunicación ascendente o descendente. En el caso de la transmisión dúplex por división de tiempo (TDD), el índice de frecuencia  $k$  puede tomar valores de rango común para las comunicaciones descendentes y ascendentes.

50 Sea  $\mathbf{X}_i^1(k)$  y  $\mathbf{X}^{*1}(k)$  denoten las señales de frecuencia de transmisión en sentido descendente transmitidas a través de la línea  $L_i$  durante el símbolo de datos 1 antes y después de la compensación previa de interferencia de la VPU 121 respectivamente, y sea que  $\mathbf{X}^1(k)$  y  $\mathbf{X}^{*1}(k)$  denoten los respectivos vectores de transmisión antes y después de la interferencia compensación previa

55 Del mismo modo, sea  $\mathbf{Y}_i^1(k)$  y  $\mathbf{Y}^{*1}(k)$  denota las muestras de frecuencia aguas arriba recibidas de la línea  $L_i$  durante el símbolo de datos 1 antes y después de la cancelación de interferencia respectivamente, y sea que  $\mathbf{Y}^1(k)$  e  $\mathbf{Y}^{*1}(k)$  denoten los respectivos vectores de recepción antes y después de la compensación previa de interferencia.

Tenemos:

$$\mathbf{X}^{*1}(k) = \mathbf{P}(k) \cdot \mathbf{X}^1(k)$$

60 o de forma equivalente

$$\begin{bmatrix} X_{1,N}^{*1}(k) \\ X_{2,N}^{*1}(k) \\ \vdots \\ X_{N,N}^{*1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{1,1}(k) & P_{1,2}(k) & \cdots & P_{1,N}(k) \\ P_{2,1}(k) & P_{2,2}(k) & & \vdots \\ \vdots & & & P_{N-1,N}(k) \\ P_{N,1}(k) & \cdots & P_{N,N-1}(k) & P_{N,N}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1^1(k) \\ X_2^1(k) \\ \vdots \\ X_N^1(k) \end{bmatrix} \quad (2),$$

y

$$Y^{*1}(k) = G(k) \cdot Y^1(k)$$

o de forma equivalente

$$\begin{bmatrix} Y_{1,N}^{*1}(k) \\ Y_{2,N}^{*1}(k) \\ \vdots \\ Y_{N,N}^{*1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{1,1}(k) & G_{1,2}(k) & \cdots & G_{1,N}(k) \\ G_{2,1}(k) & G_{2,2}(k) & & \vdots \\ \vdots & & & G_{N-1,N}(k) \\ G_{N,1}(k) & \cdots & G_{N,N-1}(k) & G_{N,N}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1^1(k) \\ Y_2^1(k) \\ \vdots \\ Y_N^1(k) \end{bmatrix} \quad (3).$$

En la matriz **P** o **G**, una fila *i* representa una línea víctima en particular *L<sub>i</sub>*, mientras que una columna *j* representa una línea perturbadora particular, *L<sub>j</sub>*. En la intersección, el coeficiente de acoplamiento que debe aplicarse al perturbador correspondiente transmite o recibe la muestra de frecuencia para mitigar sobre la línea víctima *L<sub>i</sub>* la interferencia de la línea perturbadora *L<sub>j</sub>*. No es necesario determinar todos los coeficientes de la matriz, por ejemplo, debido a las limitadas capacidades de vectorización asignadas primero a los interlocutores más fuertes, o aún por ejemplo debido al hecho de que algunas líneas no interactúan notablemente entre sí. Los coeficientes indeterminados se establecen preferiblemente en 0.

Además, es de destacar que una línea de comunicación para los que no se admite la operación de vectorización o no activada, tal como una línea de legado, sin embargo, que todavía interfiere notablemente con otras líneas de comunicación, solo se considera como una línea perturbadora dentro del grupo de vectorización. Los coeficientes fuera de la diagonal de la fila correspondiente de la matriz **P** o **G** se establecen así en 0.

La VCU 130 es básicamente para controlar el funcionamiento de la VPU 120, y más específicamente para la estimación o la actualización de los coeficientes de la interferencia entre las líneas de abonado *L<sub>1</sub>* a *L<sub>N</sub>*, y para inicializar o actualizar la matriz de codificación previa **P** y la matriz de cancelación de la interferencia **G** a partir de los coeficientes de interferencia así estimados.

La VCU 130 comienza primero mediante la configuración de las respectivas secuencias piloto aguas abajo y aguas arriba para ser utilizada sobre las líneas *L<sub>1</sub>* a *L<sub>N</sub>*. El dígito piloto transmitido por la línea *L<sub>i</sub>* en el índice de frecuencia *k* durante un período de símbolo dado 1 se denota como  $w_i^1(k)$ . La secuencia piloto comprende *L* dígitos piloto  $\{w_i^1(k)\}_1$  para ser transmitido sobre *L* periodos de símbolo. Las secuencias piloto son mutuamente ortogonales.

La VCU 130 reúne respectivos errores máquina de cortar como se mide durante la detección de los dígitos piloto por los receptores remotos para la comunicación aguas abajo, y por el DSP 111 para la comunicación aguas arriba. La medición de interferencia compensada realizada sobre una línea víctima *L<sub>i</sub>* en el índice de frecuencia *k* durante el período de símbolo 1 se denota como  $\epsilon_i^1(k)$ .

A continuación, la VCU 130 correlaciona las mediciones de interferencia  $\{\epsilon_i^1(k)\}_1$  medidas sobre la línea de la víctima *L<sub>i</sub>* con los respectivos dígitos piloto  $\{w_j^1(k)\}_1$  transmitida a través de la línea de perturbador *L<sub>j</sub>* para obtener una estimación de los coeficientes de interferencia igualados de la línea *L<sub>j</sub>* a la línea *L<sub>i</sub>* en el índice de frecuencia *k*. Como las secuencias piloto son ortogonales entre sí, las contribuciones de las otras líneas perturbadoras se reducen a cero después de esta etapa de correlación.

La VCU 130 ahora puede proceder con el cálculo de la matriz de codificación previa **P** y la matriz de cancelación de la interferencia **G** partir de los coeficientes de interferencia así determinados. La VCU 130 puede usar una inversión de matriz de primer orden para calcular los coeficientes de la matriz de codificación previa **P** y la matriz de cancelación de interferencia **G**, o cualquier otro método adecuado.

Sea la matriz de canales **H** se escriba como:

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{D}(k) \cdot \mathbf{C}(k) \quad (4),$$

5 donde **D**(k) indica una matriz diagonal que comprende las ganancias del canal directo  $D_{i,i}(k) = H_{i,i}(k)$  como elementos diagonales, y coeficientes cero  $D_{i,i}(k) = 0$  como elementos fuera de la diagonal ( $i \neq j$ ), y en el que **C**(k) denota una matriz que comprende los coeficientes de interferencia igualados  $C_{i,j}(k) = H_{i,j}(k)/H_{i,i}(k)$  como elementos fuera de la diagonal ( $i \neq j$ ), y por lo tanto coeficientes de unidad  $C_{i,i}(k) = 1$  como elementos diagonales.

10 Idealmente, **P** debe converger hacia  $\mathbf{C}^{-1}$  de tal manera que:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{N} = \mathbf{X} + \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{Z} \quad (5),$$

15 en el que  $\mathbf{D}^{-1}$  representa los coeficientes FEQ que se aplican en los receptores respectivos para compensar la ganancia directa del canal.

20 En la práctica, el codificador previo utiliza una estimación  $\hat{\mathbf{C}}$  que se aproxima a la real **C** y  $\mathbf{P} = \hat{\mathbf{C}}^{-1}$ . De manera similar, los receptores utilizan una estimación  $\hat{\mathbf{D}}$  que se aproxima a la **D** real. Por lo tanto, tenemos:

$$\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{D}}^{-1} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{C}}^{-1} \cdot \mathbf{X} + \hat{\mathbf{D}}^{-1} \cdot \mathbf{N} \sim \mathbf{X} + \hat{\mathbf{D}}^{-1} \cdot \mathbf{Z} \quad (6).$$

25 Sea **A**(k) que denota una matriz de sintonización de ganancia fina que comprende la sintonización de ganancia fina factores  $A_{i,i}(k) = \alpha_i(k)$  como elementos diagonales, y cero coeficientes  $a_{i,j}(k) = 0$  como elementos fuera de las diagonales ( $i \neq j$ ).

30 Los factores de ajuste de ganancia fina  $\alpha_i(k)$  son factores escalares positivos que son determinados por los respectivos receptores. Los factores de sintonización de ganancia fina  $\alpha_i(k)$  se aplican a las respectivas muestras de frecuencia de transmisión antes de la codificación previa.

35 Los receptores tienen que compensar los respectivos escalados de señal en el lado de transmisión. Como los receptores tienen el conocimiento exacto de los factores de sintonización de ganancia fina  $\alpha_i(k)$  que están en vigor en el lado de transmisión, pueden derivar factores de compensación de sintonización de ganancia fina apropiados, es decir,  $\alpha_i(k)^{-1}$ .

40 Del mismo modo, sea **B**(k) que denota una matriz de escala de señal que comprende factores de escala de la señal  $B_{i,i}(k) = \beta_i(k)$  como elementos diagonales, y cero coeficientes  $B_{i,j}(k) = 0$  como elementos fuera de las diagonales ( $i \neq j$ ).

45 La señal de factores de escala  $\beta_i(k)$  son factores reales o complejos que son determinados por la VCU 130 para la conformidad con una máscara PSD de transmisión (diferentes máscaras PSD de transmisión pueden aplicarse a las respectivas líneas de abonado de acuerdo con su respectivo perfil de transmisión), y de acuerdo con los respectivos acoplamientos de interferencia observados. Los factores de escala de señal  $\beta_i(k)$  se aplican a las respectivas muestras de frecuencia de transmisión antes de la codificación previa.

La señal de factores de escala  $\beta_i(k)$  debe ser tal que la siguiente restricción de potencia de transmisión está conformada a:

$$\begin{aligned} \text{TXP}_i(k) &= \mathbf{E} \left\{ \left| \sum_{j=1}^N P_{i,j}(k) \cdot \beta_j(k) \cdot \alpha_j(k) \cdot X_j(k) \right|^2 \right\} \\ &= \sum_{j=1}^N |P_{i,j}(k) \cdot \beta_j(k) \cdot \alpha_j(k)|^2 \cdot \sigma_j^2(k) \leq \text{TXM}_i(k) \end{aligned} \quad (7),$$

50 en el que  $\mathbf{E}\{\cdot\}$  denota el operador de expectativa,  
 en el que  $\text{TXP}_i$  denota la potencia de transmisión promedio sobre la línea de abonado  $L_i$ , incluidas las contribuciones para la señal directa  $X_i$  y para las señales de compensación previa de interferencia  $X_j$ ,  $j \neq i$ ,  
 55 en el que  $\text{TXM}_i$  denota una máscara PSD de transmisión aplicable a la línea de abonado  $L_i$ ,  
 y en el que  $\sigma_i^2 = \mathbf{E}\{X_i^2\}$  denota la potencia de transmisión promedio de la señal de comunicación  $X_i$ .

La magnitud de los factores de escala de la señal  $\beta_i(k)$  se determinan basándose en un criterio de equidad entre las respectivas líneas de abonado, incluyendo posiblemente otros criterios, tal como un Acuerdo de Nivel de Servicio (SLA) para cumplir con o una calidad de servicio (QoS) a garantizar para una línea de abonado determinada.

60

Un tal criterio de equidad obtiene igual potencia de transmisión relativa para cada señal de comunicación  $X_i$  en la salida del codificador previo. La potencia de transmisión relativa en la salida del codificador previo es proporcional a

$$\sum_{j=1}^N |P_{j,i} \cdot \beta_i|^2 = |\beta_i|^2 \cdot \sum_{j=1}^N |P_{j,i}|^2$$

• Es relativo a cualquier otra escala de ganancia que pueda depender de la línea, como la configuración de PSD configurada y el ajuste de ganancia fina.

Sea  $\Gamma(k)$  que denota una matriz de compensación de señal que comprende factores de compensación de señal  $\Gamma_i$ ,  $\Gamma_i(k) = \gamma_i(k)$  como elementos diagonales, y coeficientes cero  $\Gamma_{i,j}(k) = 0$  como elementos fuera de la diagonal ( $i \neq j$ ).

La señal de factores de compensación  $\Gamma_i(k)$  son factores reales o complejos que son determinados por la VCU 130 para compensar el sesgo canal inducida en los respectivos receptores por la actualización de la matriz de codificación previa  $\mathbf{P}$  y/o la actualización de la matriz de escalado de señal  $\mathbf{B}$ . Los factores de compensación de señal  $\gamma_i(k)$  deben aplicarse a las respectivas muestras de frecuencia de recepción.

Por último, sea  $\mathbf{E}(k)$  que denota una matriz de señales de igualación utilizado por los receptores para igualar los canales de comunicación respectivos, y que comprende los coeficientes FEQ realmente utilizados por los respectivos receptores como elementos diagonales, y coeficientes cero como elementos fuera de la diagonal.

Así tenemos:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{A}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{Z} \quad (8).$$

La ecuación (8) no implica una elección arquitectónica particular. Como las matrices diagonales son conmutables entre sí, uno puede aplicar los coeficientes de escala respectivos en cualquier orden. Por ejemplo, los respectivos DSP 111 pueden aplicar los coeficientes de escala  $\beta_i(k)$  por adelantado, o alternativamente, la matriz de escala de señal  $\mathbf{B}$  puede fusionarse con la matriz de codificación previa  $\mathbf{P}$  en una sola matriz. En este último caso, las escalas de la señal corresponden a una o más actualizaciones en la columna de la matriz de codificación previa. Aun así, por ejemplo, la ecualización de canales se puede realizar después de una compensación de señal apropiada  $\mathbf{A}^{-1} \cdot \Gamma$  en los receptores, lo que permite a los ecualizadores rastrear y compensar los errores de estimación en (8). Aun así, por ejemplo, el producto de la matriz  $\mathbf{A}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \mathbf{E}$  se puede combinar en una sola matriz diagonal que comprende coeficientes de ecualización únicos para los receptores respectivos.

Introduzcamos ahora un índice de iteración codificador previo  $m$ , y supongamos que los receptores se han compensado adecuadamente sus respectivos canales de comunicación después de la  $m^{\text{ésima}}$  actualización del codificador previo.

El componente de señal recibido sin ruido compensado, teniendo debidamente en cuenta las ganancias de canal directas e indirectas, viene dado por:

$$\hat{X}_i = \sum_{j=1}^N \alpha_i^{-1} \cdot \gamma_i^{(m)} \cdot E_{i,i} \cdot H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \cdot \beta_i^{(m)} \cdot \alpha_i \cdot X_i = \gamma_i^{(m)} \cdot \beta_i^{(m)} \cdot E_{i,i} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right) \cdot X_i \quad (9).$$

Si la señal de recepción  $Y_i$  se iguala correctamente después de iteración  $m$ , entonces la ecuación (9) se espera que

convergen hacia  $x_i$ . Normalmente,  $E_{i,i}$  compensa el término  $\left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right)$ , por lo tanto, dando  $\gamma_i^{(m)} = \frac{1}{\beta_i^{(m)}}$ .

Supongamos, además, que la matriz de canal  $\mathbf{H}$  no varía entre las actualizaciones de codificador previo  $m$  y  $m + 1$ , y tampoco lo hacen los factores de ajuste de ganancia fina  $\alpha_i$  y los coeficientes FEQ  $E_{i,i}$ .

Los nuevos factores de compensación de señal  $\gamma_i^{(m+1)}$  que deben aplicarse en los receptores respectivos para compensar la actualización del codificador previo, que es la actualización de la matriz de codificación previa  $\mathbf{P}$  cuando una nueva línea se une al grupo de vectorización ( $\mathbf{P}^{(m)} \rightarrow \mathbf{P}^{(m+1)}$ ) y/o la actualización de la matriz de escala de señal  $\mathbf{B}$  para la conformidad con una máscara de PSD de transmisión ( $\mathbf{B}^{(m)} \rightarrow \mathbf{B}^{(m+1)}$ ), vienen dadas por:

$$\gamma_i^{(m+1)} = \frac{\beta_i^{(m)} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right)}{\beta_i^{(m+1)} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right)} \cdot \gamma_i^{(m)} = \frac{\left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right)}{\beta_i^{(m+1)} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right)} \quad (10).$$

De hecho, tendremos después del ajuste de señal apropiado:

$$\begin{aligned} \hat{X}_i &= y_i^{(m+1)} \cdot \beta_i^{(m+1)} \cdot E_{i,i} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right) \cdot X_i \\ &= \frac{\beta_i^{(m)} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right)}{\beta_i^{(m+1)} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right)} \cdot y_i^{(m)} \cdot \beta_i^{(m+1)} \cdot E_{i,i} \cdot \left( \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right) \cdot X_i \sim X_i \end{aligned} \quad (11),$$

5 que es el resultado deseado.

Si solo se actualiza la ganancia de escalado matriz **B**, entonces la ecuación (10) se reduce a:

$$y_i^{(m+1)} = \frac{\beta_i^{(m)}}{\beta_i^{(m+1)}} \cdot y_i^{(m)} = \frac{1}{\beta_i^{(m+1)}} \quad (12).$$

10 De manera similar, si los efectos de segundo orden no se contabilizan en la ecuación (9), los factores de compensación de señal  $y_i^{(m+1)}$  son el inverso exacto de los respectivos factores de escalado de la señal de transmisión  $\beta_i^{(m+1)}$  según la ecuación (12).

15 La VCU 130 está configurada además para pasar los factores de compensación de señal de modo-decididos  $y_i$  a los transceptores 110 para la comunicación a los respectivos receptores.

En una primera realización, la VCU 130 envía la amplitud de los factores de compensación de señal  $|y_i^{(m+1)}|$  solo (valor escalar) a los transceptores 110 para la comunicación con los receptores respectivos, y aplica la fase de los factores de compensación de señal  $\text{Arg}(y_i^{(m+1)})$  localmente en el lado de transmisión a las respectivas muestras de frecuencia de transmisión  $X_i$ .

20 En una segunda realización alternativa, la VCU 130 envía tanto la fase y amplitud de los factores de compensación de señal  $y_i^{(m+1)}$  (valor complejo) a los transceptores 110 para la comunicación a los receptores respectivos.

25 La VCU 130 está configurado además para tiempo-coordinar la aplicación de la actualización de codificador previo previsto, es decir, el empuje de la nueva matriz de codificación previa  $P^{(m+1)}$  y de la nueva escala señal matriz  $B^{(m+1)}$  en la VPU 120, con la aplicación de los factores de compensación de señal  $y_i^{(m+1)}$  por los respectivos receptores. Las implementaciones en el nodo de acceso y en los receptores no tienen que ser estrictamente sincronas: pueden estar separadas por algunos símbolos de datos si los errores de detección causados por el sesgo del canal temporal pueden corregirse mediante algún código adjunto de corrección de errores hacia adelante (FEC), tales como Reed-Solomon o similares.

30 La VCU 130 puede comprobar adicionalmente la cantidad de sesgo de ecualización causado por la actualización del codificador previo previsto en un receptor antes de activar un procedimiento de regulación de la señal para ese receptor. Si la cantidad de polarización esperada del canal es baja en comparación con el nivel de ruido en el que actualmente incurre el receptor, no se requiere ningún ajuste de señal: el receptor generalmente puede hacer frente a una variación de canal tan pequeña. De lo contrario, se requiere un ajuste de señal adecuado en el receptor junto con la actualización del codificador previo correspondiente.

35 Como una realización a modo de ejemplo, la VCU 130 calcula la potencia de señal esperado recibir en un receptor dado, teniendo debidamente en cuenta las ganancias de canal directas e indirectas, y suponiendo que la polarización de fase se compensa en el lado de transmisión:

$$E\{|\hat{X}_i|^2\}^{(m)} = |y_i^{(m)}|^2 \cdot |\beta_i^{(m)}|^2 \cdot |E_{i,i}|^2 \cdot \left| \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right|^2 \cdot \sigma_i^2 \sim \sigma_i^2 \quad (13).$$

45 cuando el codificador previo necesita ser actualizado, la VCU 130 calcula una relación R entre la espera recibir

potencia de la señal después de la actualización del codificador previo  $m + 1^a$  pero sin ningún ajuste de la ganancia en el receptor, y la corriente esperada potencia de recepción:

$$R = \frac{|\gamma_i^{(m)}|^2 \cdot |\beta_i^{(m+1)}|^2 \cdot |E_{i,i}|^2 \cdot \left| \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right|^2 \cdot \sigma_i^2}{|\gamma_i^{(m)}|^2 \cdot |\beta_i^{(m)}|^2 \cdot |E_{i,i}|^2 \cdot \left| \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right|^2 \cdot \sigma_i^2} = \frac{|\beta_i^{(m+1)}|^2 \cdot \left| \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m+1)} \right|^2}{|\beta_i^{(m)}|^2 \cdot \left| \sum_{j=1}^N H_{i,j} \cdot P_{j,i}^{(m)} \right|^2} \quad (14).$$

5 El cálculo se realiza para cada y cada receptor activo del grupo de vectorización, y para todos y cada índice de portador k: si la relación R es mayor que algún umbral de ruido dependiente entonces un sesgo sustancial canal de compensación se espera que ocurra en el receptor respectivo y, por lo tanto, la señal debe ajustarse adecuadamente en el receptor junto con la actualización del codificador previo. La decisión final puede depender además del número y las características de los portadores afectados.

10 El umbral de ruido dependiente se puede derivar a partir del valor de carga de bits que se utiliza para el portador respectiva, que es indicativo del nivel de ruido actualmente efectuados por los receptores en que frecuencia de portador (incluyendo el margen de ruido configurado). La VCU 130 puede usar alternativamente los informes de medición de ruido obtenidos de los receptores remotos, tales como las señales de relación de ruido e interferencia (SNIR).

15 La VCU 130 puede actualizar el codificador previo en dos etapas. La primera actualización del codificador previo tiene ganancias de codificación previa limitadas (es decir, rendimientos limitados de mitigación de interferencia), pero no requiere ningún ajuste de ganancia en los receptores (se espera que la proporción R permanezca dentro de los límites permitidos para la mayoría, si no todos los portadores). La segunda actualización del codificador previo tiene ganancias de codificación previa completas, pero requiere cierto ajuste de ganancia en uno o más receptores.

20 Además, la VCU 130 puede actualizar el codificador previo en etapas graduales: un nuevo factor de escala de ganancia  $\beta_i^{(m+1)}$  y nuevos coeficientes de codificación previa  $\{P_{j,i}^{(m+1)}\}_j$  se determinan para una línea de abonado determinada  $L_i$ ; una compensación de señal correspondiente  $\gamma_i^{(m+1)}$  se envía a un receptor remoto acoplado a la línea de abonado  $L_i$ ; y la aplicación del nuevo factor de escala de ganancia  $\beta_i^{(m+1)}$  y de los nuevos coeficientes de codificación previa  $\{P_{j,i}^{(m+1)}\}_j$  está coordinada en el tiempo con la aplicación del factor de compensación de señal  $\gamma_i^{(m+1)}$  en el receptor remoto. La siguiente VCU 130 se reitera a través de este procedimiento para todas las demás líneas de abonado afectadas, y hasta que el codificador previo se actualice por completo. Esta actualización gradual del codificador previo en forma de columna permite un desacoplamiento de los procedimientos de ajuste de la señal en las respectivas líneas de abonado del grupo de vectorización.

25 No se ve en la figura 2 un dispositivo de abonado 200 según la presente invención que comprende los siguientes bloques funcionales:

- un transceptor 210; y
- un controlador de comunicación 220 (o CTRL\_R) para controlar el funcionamiento del transceptor 210.

30 El transceptor 210 está acoplado a una línea de abonado  $L_i$  que forma parte de un grupo dado vectorización, y comprende los mismos bloques funcionales como se mencionó anteriormente. El transceptor 210 está acoplado además al controlador de comunicación 220.

35 El controlador de comunicación 220 está configurado para recibir la señal de factores de compensación  $\gamma_i(k)$  para los portadores respectivos desde un transmisor remoto acoplado a la línea de abonado  $L_i$ . Los factores de compensación de señal  $\gamma_i(k)$  se envían por medio de comandos de control de alta prioridad, como los comandos de reconfiguración en línea (OLR) según el estándar DSL. El controlador de comunicación verifica la validez del ajuste de ganancia solicitado y confirma el ajuste de señal solicitado al ordenar al transceptor 210 que emita una señal de acuse de recibo al transmisor, como un indicador SYNC según el estándar DSL. Los factores de compensación de señal  $\gamma_i(k)$  se pasan al transceptor 210 para aplicarlos desde un cierto índice de símbolo de datos en adelante después de la emisión de la señal de acuse de recibo (por ejemplo, el comienzo de la siguiente trama TDD después de la emisión de la señal de acuse de recibo), o del índice de símbolo de datos que se señala explícitamente por el transmisor remoto.

40 No se ve en la figura 3 un diagrama de flujo de mensajes entre un nodo de acceso AN según el nodo de acceso 100,

y N dispositivos de abonado XTU-R1 a XTU-RN según el dispositivo de abonado 200 acoplado a las líneas respectivas de N líneas de abonado L1 a LN.

5 En una primera etapa 301, un evento en particular se detecta por el nodo de acceso que requiere una actualización de la matriz de codificación previa  $\mathbf{P}$  y/o una actualización de la escala de la señal de la matriz  $\mathbf{B}$ .

En una segunda etapa 302, el nodo de acceso AN calcula la nueva matriz de codificación previa  $\mathbf{P}^{(m+1)}$  y/o la matriz de nuevo escalado de la señal  $\mathbf{B}^{(m+1)}$  que comprende nuevos coeficientes de escalamiento  $\beta_i^{(m+1)}$ .

10 En una tercera etapa 303, el nodo de acceso AN comprueba si la actualización del codificador previo destinado provoca un sesgo de compensación de canal sustancial que puede afectar a uno o más receptores remotos XTU-Ri.

En una cuarta etapa 304, el nodo de acceso determina factores de compensación de señal apropiada  $\gamma_i^{(m+1)}$  para los receptores afectados XTU-Ri.

15 En una quinta etapa 305, el nodo de acceso envía los factores de compensación de señal  $\gamma_i^{(m+1)}$  a los receptores afectados a la vez, actualmente xTU-R1 y xTU-R2. Los factores de compensación de señal se envían mediante comandos de control de alta prioridad (ver "RX\_ganancia\_escalado ( $\gamma_i^{(m+1)}$ )", de la figura 3).

20 En una sexta etapa 306, los dispositivos de abonado XTU-Ri reconocen la correcta recepción de los comandos de ajuste mediante la emisión de señales de acuse de recibo de vuelta al nodo de acceso AN (ver "Ack" en la figura 3). Los dispositivos de abonado XTU-Ri también pueden devolver valores de carga de bits ajustados y/o factores de ajuste de ganancia fina ajustados. Alternativamente, el reconocimiento es implícito y no se requiere respuesta.

25 En una séptima y última etapa, la nueva matriz de codificación previa  $\mathbf{P}^{(m+1)}$ , la nueva matriz de escala de la señal  $\mathbf{B}^{(m+1)}$  y los respectivos factores de compensación de señal  $\{\gamma_i^{(m+1)}\}_i$  se aplican todos a la vez sobre las líneas de abonado afectadas.

30 Se ve en la figura 4 una realización alternativa en la que el nodo de acceso AN realiza actualizaciones graduales del codificador previo.

Las etapas 401 a 404 son idénticas a las etapas 301 a 304, respectivamente.

35 Entonces, el nodo de acceso AN solo trata con una línea de abonado particular Li a la vez. En la etapa 405, el nodo de acceso AN envía el factor de compensación de señal  $\gamma_i^{(m+1)}$  al respectivo receptor xTU-Ri. En la etapa 406, el dispositivo de abonado xTU-Ri devuelve una señal de acuse de recibo al nodo de acceso AN. En la etapa 407, el nodo de acceso solo actualiza la columna i de la matriz  $\mathbf{P}$  del codificador previo y el elemento diagonal i de la matriz

$\mathbf{B}$  de escala de señal:  $\{P_{j,i} = P_{j,i}^{(m+1)}\}_j$  y  $B_{i,i} = \beta_i^{(m+1)}$ . Esta actualización es concomitante con la aplicación del factor de compensación de señal  $\gamma_i^{(m+1)}$  en el receptor xTU-Ri. Luego, el nodo de acceso se reitera a través de las etapas 405 a 407 para todas las demás líneas de abonado afectadas y los receptores respectivos. Esta realización es particularmente ventajosa ya que los ajustes de señal sobre las respectivas líneas de abonado están completamente desacopladas entre sí, y el codificador previo converge suave y gradualmente hacia su estado final.

45 Ha de observarse que el término «que comprende» no debe interpretarse como restringido a los medios enumerados a continuación. Por lo tanto, el alcance de la expresión "un dispositivo que comprende los medios A y B" no debe limitarse a dispositivos que consisten únicamente en los componentes A y B. Significa que, con respecto a la presente invención, los componentes relevantes del dispositivo son A y B.

50 Debe observarse además que el término 'acoplado' no debe interpretarse como restringido a conexiones directas solamente. Por lo tanto, el alcance de la expresión 'un dispositivo A acoplado a un dispositivo B' no debe limitarse a dispositivos o sistemas en los que una salida del dispositivo A está directamente conectada a una entrada del dispositivo B, y/o viceversa. Significa que existe una ruta entre una salida de A y una entrada de B, y/o viceversa, que puede ser una ruta que incluye otros dispositivos o medios.

55 La descripción y los dibujos ilustran simplemente los principios de la invención. De este modo, se apreciará que los expertos en la materia podrán diseñar diversas disposiciones que, aunque no se describen explícitamente o se muestran en el presente documento, incorporan los principios de la invención y están incluidos dentro de su alcance. Además, todos los ejemplos citados en este documento están destinados principalmente expresamente a fines

pedagógicos para ayudar al lector a comprender los principios de la invención y los conceptos aportados por el inventor(es) para fomentar la técnica, y deben interpretarse como sin limitación a tales ejemplos y condiciones específicamente citados. Además, todas las afirmaciones en este documento que recitan principios, aspectos y realizaciones de la invención, así como sus ejemplos específicos, pretenden abarcar equivalentes de las mismas.

5 Las funciones de los diversos elementos mostrados en las figuras pueden proporcionarse mediante el uso de hardware dedicado, así como hardware capaz de ejecutar software en asociación con el software apropiado. Cuando las proporciona un procesador, las funciones pueden ser proporcionadas por un único procesador dedicado, por un solo procesador compartido o por una pluralidad de procesadores individuales, algunos de los cuales pueden ser compartidos. Además, un procesador no debe interpretarse como referido exclusivamente a hardware capaz de ejecutar software, y puede incluir implícitamente, sin limitación, hardware de procesador de señal digital (DSP), procesador de red, circuito integrado específico de aplicación (ASIC), arreglo de compuerta programable de campo (FPGA), etc. Otro hardware, convencional o personalizado, tal como memoria de solo lectura (ROM), memoria de acceso aleatorio (RAM) y almacenamiento no volátil, también pueden incluirse.

10

15

## REIVINDICACIONES

1. Un método para controlar las comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de abonado (L1 ... LN), utilizando las comunicaciones señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal (120) para la compensación previa de interferencia, en donde el método comprende detectar un evento de actualización, por lo que el codificador previo debe actualizarse, determinando el factor de escalamiento de la señal a aplicar a una señal de comunicación de transmisión para conformidad con una máscara de PSD de densidad espectral de potencia de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través del codificador previo actualizado, enviando información de ajuste de señal a un receptor (xTU-Ri) acoplado remotamente a una línea de abonado (Li) de la pluralidad de líneas de abonado indicativas de un factor de compensación de señal (yi) que se aplicará a una señal de comunicación de recepción para compensar un sesgo de equalización de canal en el receptor causado por un escalado de señal de transmisión correspondiente, y coordinar en el tiempo la actualización del codificador previo y el escalado de señal de transmisión correspondiente con la aplicación del factor de compensación de señal en el receptor.
2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la actualización del codificador previo comprende determinar uno o más coeficientes de acoplamiento del codificador previo para mitigar la interferencia de la línea de abonado en una o más líneas víctimas, y en el que el factor de compensación de señal compensa adicionalmente un sesgo de equalización de canal adicional en el receptor causado por las señales de compensación previa de interferencia correspondientes superpuestas sobre una o más líneas víctimas.
3. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, en el que el factor de compensación de señal es un factor escalar que compensa un sesgo de amplitud.
4. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, en el que el factor de compensación de señal es un factor complejo que compensa tanto un sesgo de amplitud como un sesgo de fase.
5. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la etapa de envío y el ajuste de señal correspondiente en el receptor están condicionados a la cantidad de sesgo de equalización de canal causada por la actualización programada del codificador previo.
6. Un método de acuerdo con la reivindicación 5, en el que el codificador previo se actualiza en dos etapas, una primera actualización del codificador previo con ganancias de codificación previa parciales y un sesgo de equalización de canal limitado, y una segunda actualización del codificador previo con ganancias de codificación previa completas, y en donde la etapa de envío tiene lugar entre las actualizaciones primera y segunda del codificador previo, y la segunda actualización del codificador previo está coordinada en el tiempo con la aplicación del factor de compensación de señal en el receptor.
7. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el evento de actualización es una nueva línea de abonado que se une o abandona la pluralidad de líneas de abonado.
8. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el evento de actualización es un cambio sustancial en la potencia de transmisión a través de una línea de abonado reconfigurada.
9. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en donde el método comprende además la etapa de, al recibir la información de ajuste de ganancia, devolver un valor de carga de bits adaptado y/o un factor de sintonización de ganancia fina adaptado para un portador respectivo a un transmisor correspondiente.
10. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que las señales de comunicación son señales multiportadora, y en el que el factor de compensación de señal se determina por portador.
11. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la amplitud del factor de escala de la señal se basa en un criterio de equidad de múltiples usuarios.
12. Un controlador de comunicación (130) para controlar las comunicaciones a través de una pluralidad de líneas de abonado (L1 ... LN), utilizando las comunicaciones señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal (120) para la compensación previa de interferencia. en donde el controlador de comunicación está configurado para detectar un evento de actualización, por lo que el codificador previo debe actualizarse, para determinar el factor de escala de la señal que se aplicará a una señal de comunicación de transmisión para la conformidad con una máscara de PSD de densidad espectral de potencia de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través del codificador previo actualizado, para enviar información de ajuste de señal a un receptor (XTU-Ri) acoplado remotamente a una línea de abonado (Li) fuera de la pluralidad de líneas de abonado indicativas de un factor de compensación de señal (yi) que se aplicará a una comunicación de recepción señal para compensar un sesgo de equalización de canal causado por una escala de señal de transmisión correspondiente, y para coordinar en el tiempo la actualización del codificador previo y la escala de señal de transmisión correspondiente con la aplicación del factor de compensación

de señal en el receptor.

13. Un nodo de acceso (100) que comprende un controlador de comunicación (130) de acuerdo con la reivindicación 12.

5 14. Un controlador de comunicación (220) para controlar una comunicación a través de una línea de abonado (Li) a partir de una pluralidad de líneas de abonado (L1 .. LN), utilizando las comunicaciones sobre la pluralidad de líneas de abonado de señales de comunicación que se procesan conjuntamente a través de un codificador previo lineal (120) para la compensación previa de interferencia, en donde el controlador de comunicación está configurado para recibir información de ajuste de señal desde un transmisor acoplado remotamente a la línea de abonado indicativo de un factor de compensación de señal ( $\gamma_i$ ) a aplicar a una señal de comunicación de recepción para compensar una polarización de ecualización del canal causada por un escalado de señal de transmisión correspondiente que se aplicará en el transmisor a una señal de comunicación de transmisión en una actualización de codificador previo para la conformidad con una máscara PSD de densidad espectral de potencia de transmisión después del procesamiento conjunto de las señales de comunicación a través del codificador previo actualizado, y para coordinar en tiempo la ejecución del factor de compensación de la señal con la actualización del codificador previo y la escala de la señal de transmisión correspondiente.

15 15. Un dispositivo de abonado (200) que comprende un controlador de comunicación (220) de acuerdo con la reivindicación 14.

20

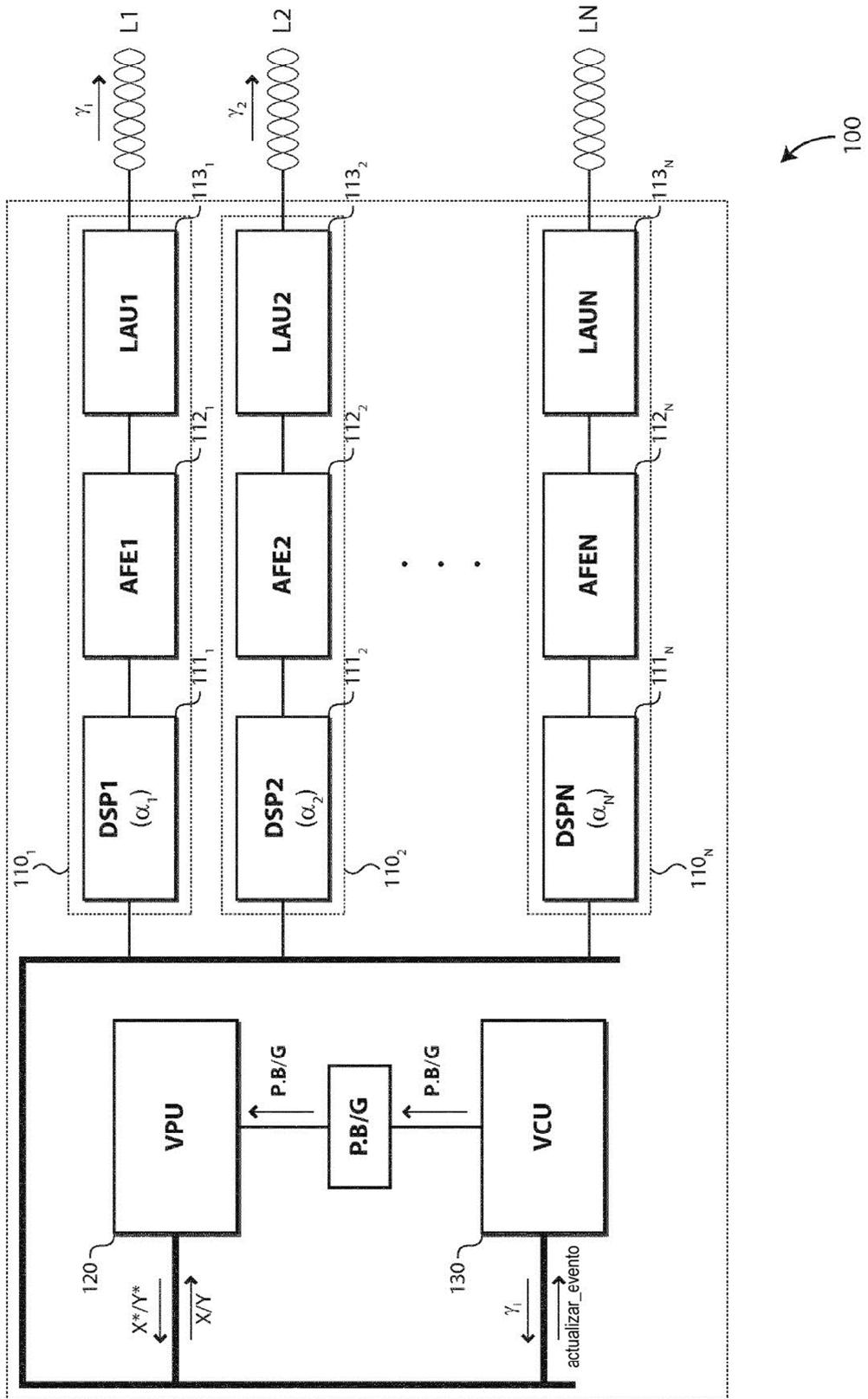


Fig. 1

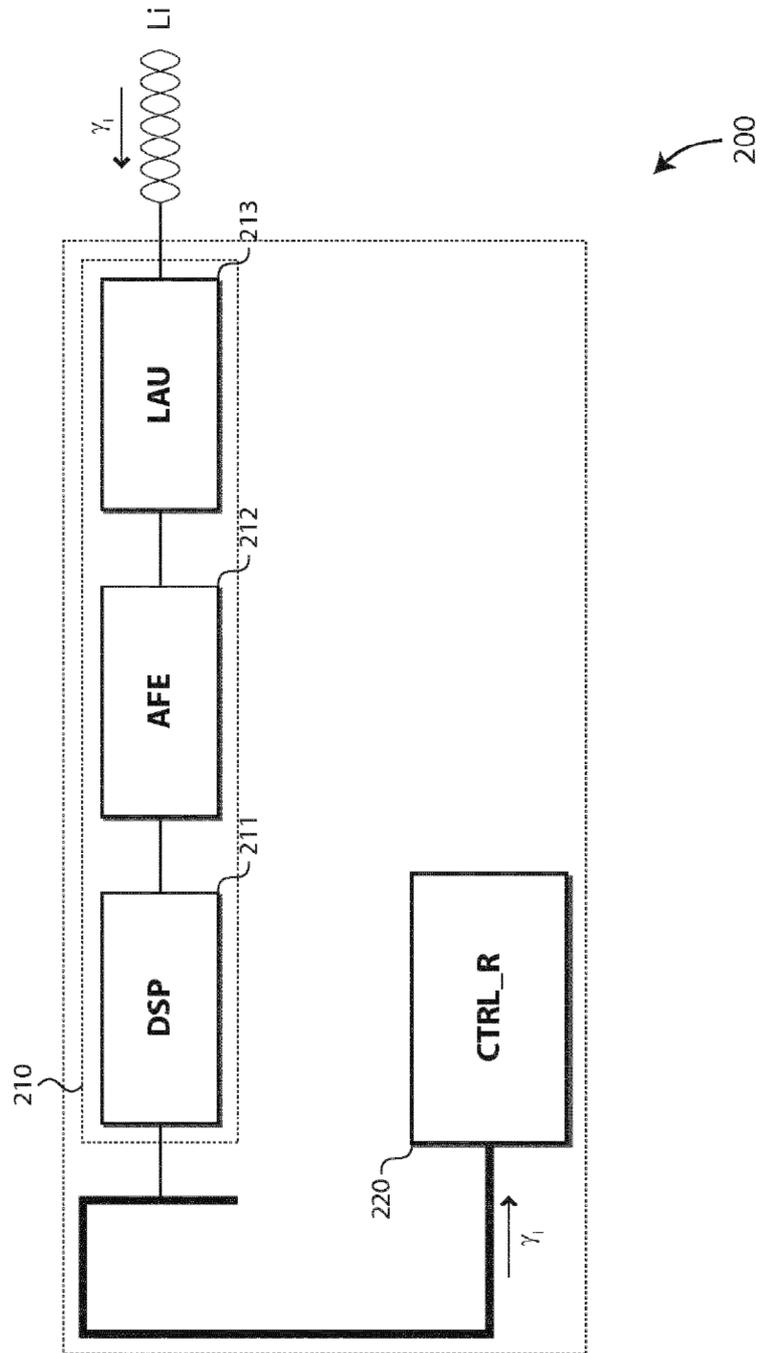


Fig. 2

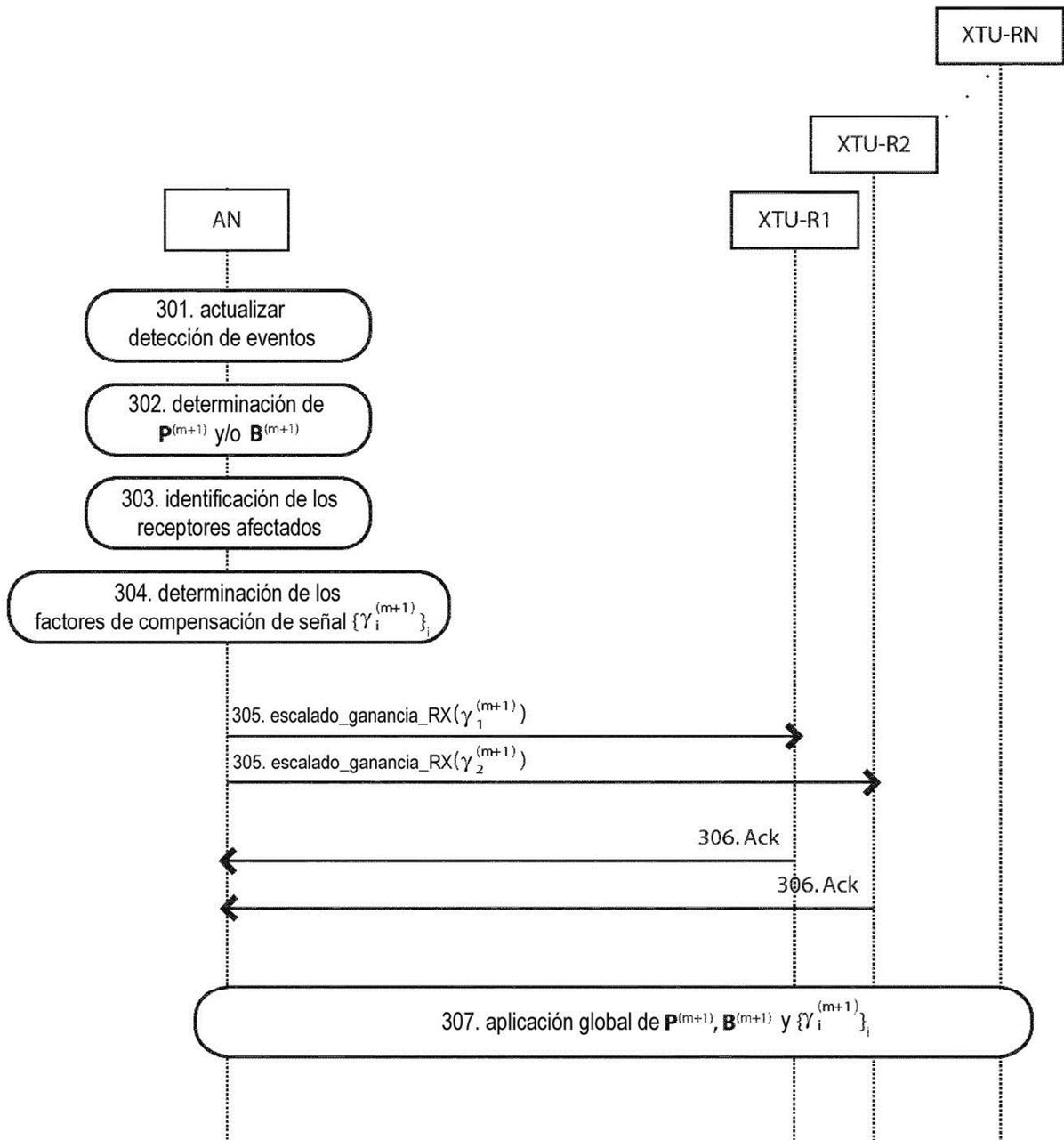


Fig. 3

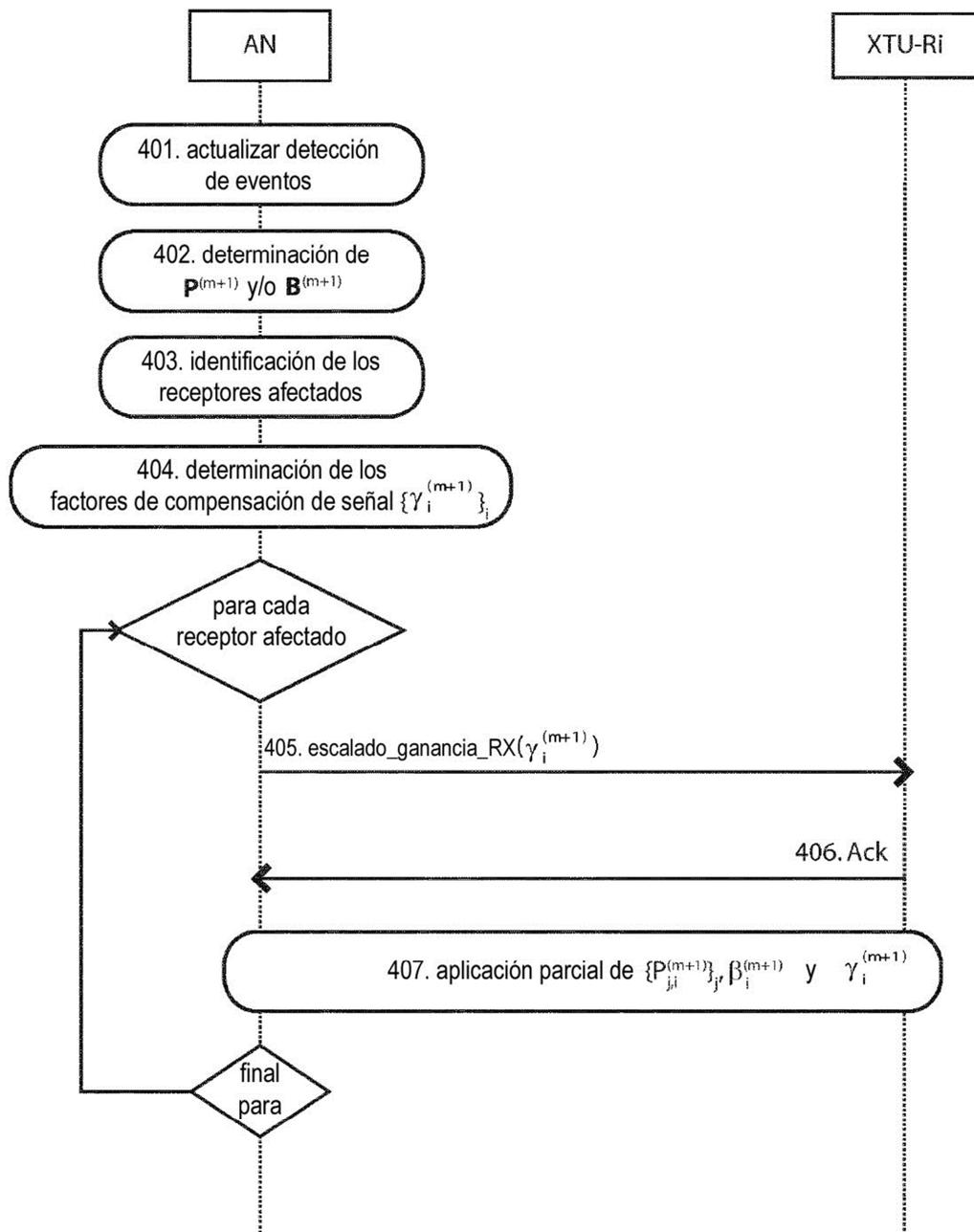


Fig. 4