

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 382 240**

51 Int. Cl.:

H04J 1/12 (2006.01)

H04L 5/14 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **09713664 .2**

96 Fecha de presentación: **24.02.2009**

97 Número de publicación de la solicitud: **2114028**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **04.11.2009**

54 Título: **Método, dispositivo y sistema para estimación de canales**

30 Prioridad:
28.02.2008 CN 200810065734

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
06.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
06.06.2012

73 Titular/es:
**Huawei Technologies Co., Ltd.
Huawei Administration Building Bantian
Longgang District, Shenzhen
Guangdong 518129 , CN**

72 Inventor/es:
No consta

74 Agente/Representante:
Lehmann Novo, Isabel

ES 2 382 240 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

Método, dispositivo y sistema para estimación de canales

CAMPO DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a las comunicaciones de redes y en particular, a un método, dispositivo y sistema para la estimación de canales.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

La Línea Digital de Abonado (DSL) es una tecnología de transmisión de datos que utiliza pares trenzados de líneas telefónicas como el medio de transmisión. x Digital Subscriber Línea (xDSL) es una combinación de tecnologías de DSL que incluye a Línea Digital de Abonado de Alta Velocidad (HDSL), Línea Digital de Abonado de Alta Velocidad de Par Único (SHDSL) y Línea Digital de Abonado Asimétrica (ADSL). La línea SHDSL está basada en la transmisión de banda base. Otras tecnologías xDSL que están basadas en la transmisión de pasabanda, utilizan la tecnología de Multiplexión por División de Frecuencias (FDM) y puede coexistir con el Servicio Telefónico Ordinario Antiguo (POTS) en los mismos pares trenzados.

A medida que se utilizan bandas cada vez más altas por las xDSL basadas en la transmisión de pasabanda, la diafonía de banda alta se ha convertido en un importante problema. La Figura 1 representa un método para resolver el problema de la diafonía entre las líneas xDSL utilizando una tecnología de Línea Digital de Abonado Vectorizada (Vectored-DSL) en la técnica anterior. En la dirección del enlace descendente, x indica vectores de señales que se envían por Nx1 dispositivos transceptores coordinados, tales como un Multiplexor de Acceso de Línea Digital de Abonado (DSLAM) e indica vectores de señales que se reciben por Nx1 dispositivos opuestos, tales como un dispositivo del lado del abonado y el valor n indica Nx1 vectores de ruido. La siguiente matriz de transmisión de canales indica un canal compartido:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NN} \end{bmatrix}$$

$h_{ij}(1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq N)$ indica una función de transferencia de diafonía de par j a par i; $h_{ii}(1 \leq i \leq N)$ indica la función de transferencia de canales de par i y N indica el número de pares, es decir, el número de abonados. Si un pre-codificador de vectores (representada por W) se utiliza en un dispositivo transceptor coordinado, los vectores de señales que recibe un dispositivo opuesto se calculan aplicando la fórmula siguiente:

$$\tilde{y} = HWx + n$$

Si el pre-codificador de vectores puede hacer de HW una matriz diagonal, por ejemplo, $diag(H)$, se puede cancelar la diafonía. Para cancelar la diafonía, se necesita realizar una estimación de canales para obtener una matriz de transmisión de canales.

Cuando se pone en práctica la presente invención, el inventor encuentra que se usan errores de señales para la estimación de canales en la técnica anterior y se requieren dispositivos para proporcionar errores de señales. Numerosos dispositivos que funcionan en una red, sin embargo, no soportan esta función. En consecuencia, no se puede utilizar ningún error de señal para estimación de canales y por lo tanto, no se puede cancelar la diafonía.

El documento WO 2008009853 (FRANCE TELECOM [FR]; LEMASSON JEROME [FR]; OUZZIF MERYEM [FR]; WAHIBI) da a conocer un método para la estimación de un canal en un sistema coordinado con modulación multiportadora de N líneas, que comprende K-1 líneas activas, en donde se emiten señales por un multiplexor cuando se hace operativa una línea K activa suplementaria.

SUMARIO DE LA INVENCION

Formas de realización de la presente invención dan a conocer un método, dispositivo y sistema para la estimación de canales con el fin de resolver un punto débil, de la técnica anterior, en el sentido de que los dispositivos necesitan proporcionar errores de señales.

Para resolver el problema técnico precedente, una forma de realización de la presente invención da a conocer un método para estimación de canales. El método comprende: cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal; medir una relación de señal a ruido (SNR) de la línea cargada y calcular los canales de diafonía de la línea cargada, en función de un coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y la relación SNR medida.

Una forma de realización de la presente invención da a conocer un dispositivo transceptor coordinado. El dispositivo transceptor coordinado comprende: una unidad de carga, configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal; una unidad de recepción, configurada para recibir una relación SNR, de la línea cargada medida por un dispositivo opuesto y una unidad de cálculo, configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada, en función de un coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y de la SNR recibida.

Una forma de realización de la presente invención da a conocer un dispositivo opuesto. El dispositivo opuesto comprende: una unidad de medición, configurada para medir una SNR de una línea cargada; una unidad de recepción, configurada para recibir un coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas desde un dispositivo transceptor coordinado; una unidad de cálculo, configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función del coeficiente de combinación recibido y de la relación SNR medida y una unidad de envío, configurada para enviar los canales de diafonía calculados al dispositivo transceptor coordinado.

En consecuencia, una forma de realización de la presente invención da a conocer un sistema para la estimación de canales. El sistema comprende un dispositivo transceptor coordinado y un dispositivo opuesto.

El dispositivo transceptor coordinado comprende: una unidad de carga, configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal; una unidad de envío, configurada para enviar un coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas al dispositivo opuesto y una unidad de recepción, configurada para recibir canales de diafonía calculados para la línea cargada por el dispositivo opuesto.

El dispositivo opuesto comprende: una unidad de medición, configurada para medir una SNR de la línea cargada; una unidad de recepción, configurada para recibir el coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas desde el dispositivo transceptor coordinado; una unidad de cálculo, configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función del coeficiente de combinación recibido y de la SNR medida y una unidad de envío, configurada para enviar los canales de diafonía calculados al dispositivo transceptor coordinado.

Según se deduce de la solución técnica precedente, en función de la característica de que los dispositivos, en la red existente, puedan proporcionar la SNR, el método, dispositivo y sistema para la estimación de canales, en la presente invención, calculan la característica de diafonía de una línea en función de la SNR medida y de la combinación de señales cargadas enviadas en otras líneas. De este modo, en la solución técnica, no se necesita rediseñar dispositivos, el tiempo de medición es corto, la precisión es alta y la robustez funcional es adecuada.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 representa un método para resolver el problema de la diafonía entre líneas xDSL utilizando una tecnología de DSL vectorizada en la técnica anterior;

La Figura 2 representa un método para la estimación de canales en una primera forma de realización de la presente invención;

La Figura 3 representa un sistema para estimación de canales según una segunda forma de realización de la presente invención;

La Figura 4 representa una estructura de una unidad de carga de un dispositivo transceptor coordinado, según la segunda forma de realización de la presente invención;

La Figura 5 representa un sistema para la estimación de canales según una tercera forma de realización de la presente invención y

La Figura 6 representa una estructura de la unidad de carga del dispositivo transceptor coordinado en la tercera forma de realización de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

Formas de realización de la presente invención se pueden utilizar para la estimación de canales de diafonía cuando nuevos abonados consiguen estar en línea y se puede utilizar, además, para el seguimiento de canales de diafonía. A continuación se describe la presente invención con un ejemplo de añadir un nuevo abonado a un grupo de vectores. Supóngase que hay K-1 líneas en un grupo de vectores. Cuando la línea K necesita añadirse al grupo de vectores, la diafonía entre la línea K y otras K-1 líneas se puede estimar, respectivamente, en función de la SNR medida en la línea K.

La Figura 2 representa un método para estimación de canales en la primera forma de realización de la presente invención. El método comprende las etapas siguientes:

Etapa 101: La combinación de señales enviadas en otras líneas se carga en una línea de un canal.

En esta etapa, el dispositivo transceptor coordinado carga la combinación de la totalidad o parte de las señales enviadas en la línea 1 a la línea K-1, en una sub-banda en la dirección del enlace descendente de la línea K. De este modo, se pueden estimar las líneas cuyas señales están cargadas y las líneas que causan diafonía a la línea K. Varias sub-bandas se procesan a la vez.

La forma de realización describe cómo cargar la combinación de todas las señales enviadas en la línea 1 a la línea K-1. Supóngase que se necesita medir la SNR de la línea K durante N veces, cada una durando L símbolos y que otras K-1 líneas entran ya en el estado de tiempo mostrado. Si la señal a enviarse en la línea i en el primer símbolo durante la medición de la SNR n es $s_i^{(n)}(l)$, la señal realmente enviada en la línea es $x_i^{(n)}(l)$. Cuando la línea K se añade al grupo de vectores, otras líneas continúan enviando las señales originales. En este caso,

$$x_i^{(n)}(l) = s_i^{(n)}(l), \forall i < K.$$

Después de que la combinación de señales, enviadas en la línea 1 a la línea K-1, se añadan a las señales enviadas en la línea K, las señales enviadas en la línea K se pueden calcular aplicando la fórmula siguiente:

$$x_K^{(n)}(l) = s_K^{(n)}(l) + \varepsilon \sum_{i=1}^{K-1} z_i^{(n)} s_i^{(n)}(l).$$

donde, $z_i^{(n)}$ indica el coeficiente de combinación de línea i durante la medición de SNR n y cumple la condición siguiente:

$$\sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2 = 1.$$

La suma cuadrática del valor absoluto del coeficiente de combinación es 1 en una forma de realización ejemplo y puede ser cualquier otro valor.

ε indica una etapa, que está diseñada para evitar errores de bits extras en la línea K debido a las señales cargadas. En esta forma de realización, la tolerancia de la SNR, en el extremo receptor de la línea K, no debe ser inferior a cero, después de que se incluyan las señales cargadas. En general, la tolerancia de SNR de una línea es 6 dB. Con fines de seguridad, la SNR en el extremo receptor de la línea K, después de la carga de la señal, no debe ser superior a 3,5 dB. En esta forma de realización, para cumplir los requisitos precedentes, ε se establece aplicando la fórmula siguiente:

$$\varepsilon = \min_i \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{SNR_K^{(0)}}} \frac{\sigma_K}{\sigma_i},$$

En la fórmula anterior, σ_i^2 indica la potencia de transmisión de la línea i (el dispositivo transceptor coordinado ha conocido la potencia de transmisión de cada línea) y $SNR_K^{(0)}$ indica la SNR en el extremo de recepción de la línea K cuando no se cargan señales.

Etapa 102: La SNR de la línea cargada es objeto de medida.

En esta etapa, el dispositivo opuesto mide la SNR de la misma sub-banda en la dirección del enlace descendente de la línea K. La SNR es objeto de medida directa.

Etapa 3: Los canales de diafonía de la línea cargada se calculan en función del coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas y de la SNR medida.

En esta etapa, el dispositivo transceptor coordinado calcula los canales de diafonía de la línea K en función de la relación SNR devuelta después de que se cargue la línea K desde el dispositivo opuesto y del coeficiente de combinación de señales que se envían en otras líneas o el dispositivo transceptor coordinado envía el coeficiente de combinación de señales

enviadas en otras líneas al dispositivo opuesto y el dispositivo opuesto calcula los canales de diafonía de la línea K en función de la SNR medida después de que se cargue la línea K y del coeficiente de combinación recibido.

El proceso de deducción de calcular los canales de diafonía de la línea cargada es como sigue:

5

Según la fórmula para calcular las señales enviadas después de que se cargue la línea K en la etapa 101, las señales recibidas por el dispositivo opuesto de la línea K son como sigue:

$$\begin{aligned} y_k^{(n)}(l) &= \sum_{i=1}^K h_{K,i} x_i^{(n)}(l) + w_K^{(n)}(l) \\ &= h_{K,K} s_K^{(n)}(l) + \sum_{i=1}^{K-1} (h_{K,i} + \varepsilon z_i^{(n)} h_{K,K}) s_i^{(n)}(l) + w_K^{(n)}(l) \end{aligned}$$

10

La potencia de la señal recibida es como sigue:

$$\begin{aligned} \text{señal}_K &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_{K,K} s_K^{(n)}(l)|^2 \\ &\approx |h_{K,K}|^2 \sigma_K^2 \end{aligned}$$

La potencia de ruido recibida es como sigue:

$$\begin{aligned} \text{ruido}_K &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y_K^{(n)}(l) - h_{K,K} s_K^{(n)}(l)|^2 \\ &\approx \sum_{i=1}^{K-1} |h_{K,i} + \varepsilon z_i^{(n)} h_{K,K}|^2 \sigma_i^2 + \sigma_{w_K}^2, \end{aligned}$$

15

donde, $\sigma_{w_K}^2$ indica la potencia del ruido de fondo.

Según las dos fórmulas anteriores, cuando la potencia de transmisión de cada línea es la misma, es decir, $\sigma_i^2 = \sigma_K^2$, la SNR medida por el dispositivo opuesto de línea K se puede representar por la fórmula siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\text{SNR}_K^{(n)}} &= \frac{\text{ruido}_K}{\text{señal}_K} \\ &\approx \frac{1}{\sigma_K^2} \left(\sum_{i=1}^{K-1} \left| \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} \sigma_i + \varepsilon z_i^{(n)} \sigma_i \right|^2 + \frac{\sigma_{w_K}^2}{|h_{K,K}|^2} \right) \\ &= \sum_{i=1}^{K-1} \left| \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} + \varepsilon z_i^{(n)} \right|^2 + \frac{\sigma_{w_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} \\ &= \|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + \frac{\sigma_{w_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} \end{aligned}$$

20

En el caso de $\sigma_i^2 = \sigma_K^2$, la etapa es como sigue:

$$\varepsilon = \min_i \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}_K^{(0)}}},$$

Suponiendo $\bar{\mathbf{a}} = [\bar{a}_1 \dots \bar{a}_{K-1}]^T$, $\bar{\mathbf{b}}^{(n)} = [\bar{b}_1^{(n)} \dots \bar{b}_{K-1}^{(n)}]^T$, $\bar{a}_i = \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}}$, y $\bar{b}_i^{(n)} = z_i^{(n)}$, entonces, en función del Teorema de Pitágoras,

$$\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \operatorname{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\}$$

Si $\bar{\mathbf{a}}$ y $\bar{\mathbf{b}}^{(n)}$ se descomponen en una parte real y una parte imaginaria, respectivamente, es decir, $a_{R,i} = \operatorname{Re}\{\bar{a}_i\}$, $a_{I,i} = \operatorname{Im}\{\bar{a}_i\}$, $b_{R,i}^{(n)} = \operatorname{Re}\{\bar{b}_i^{(n)}\}$, y $b_{I,i}^{(n)} = \operatorname{Im}\{\bar{b}_i^{(n)}\}$, entonces

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} &= \sum_{i=1}^{K-1} [a_{R,i} b_{R,i}^{(n)} + a_{I,i} b_{I,i}^{(n)}] \\ &= \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}, \end{aligned}$$

5

donde, $\mathbf{a} = [a_{R,1} \dots a_{R,K-1} \ a_{I,1} \dots a_{I,K-1}]^T$, y $\mathbf{b}^{(n)} = [b_{R,1}^{(n)} \dots b_{R,K-1}^{(n)} \ b_{I,1}^{(n)} \dots b_{I,K-1}^{(n)}]^T$.

Para mayor claridad, se supone que $a_i = [\mathbf{a}]_i$ y $b_i^{(n)} = [\mathbf{b}^{(n)}]_i$. En función de

$$\operatorname{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} = \sum_{i=1}^{K-1} [a_{R,i} b_{R,i}^{(n)} + a_{I,i} b_{I,i}^{(n)}]$$

$$\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \operatorname{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} = \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a},$$

10

$$\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}$$

Según la fórmula anterior y la expresión de SNR,

$$\|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} = \frac{1}{\operatorname{SNR}_K^{(n)}}$$

15

Por lo tanto,

$$\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} = \frac{1}{2} \frac{1}{\operatorname{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2$$

20

Debido a $\bar{b}_i^{(n)} = z_i^{(n)}$,

$$\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} = \frac{1}{2} \frac{1}{\operatorname{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2$$

25

Suponiendo $c^{(n)} = \frac{1}{2} \frac{1}{\operatorname{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2$, entonces

$$\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} = c^{(n)}, \forall n$$

30

Se define una matriz M x N \mathbf{P} , donde $p_{m,n} = [\mathbf{P}]_{m,n}$ cumple la condición siguiente:

$$\sum_{n=1}^N p_{m,n} = 0, \forall m$$

P se utiliza como la matriz de combinaciones de la SNR. Entonces,

$$\sum_n p_{m,n} \mathbf{c}^{(n)} = \varepsilon \sum_n p_{m,n} \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \left(\frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2 \sigma_K^2} \right) \sum_n p_{m,n}, \forall m$$

5

Debido a $\sum_{n=1}^N p_{m,n} = 0, \forall m$,

$$\sum_n p_{m,n} \mathbf{c}^{(n)} = \varepsilon \sum_n p_{m,n} \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}, \forall m$$

10

Una fórmula en el formato anterior está disponible para cada n. Se combinan todas estas fórmulas en una matriz. Entonces,

$$\mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{c}^{(N)} \end{bmatrix} = \varepsilon \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{b}^{(1)H} \\ \vdots \\ \mathbf{b}^{(N)H} \end{bmatrix} \mathbf{a}$$

15

Suponiendo $\mathbf{c} = [\mathbf{c}^{(1)} \dots \mathbf{c}^{(N)}]^T$ y $\mathbf{B} = [\mathbf{b}^{(1)} \dots \mathbf{b}^{(N)}]^H$, entonces

$$\varepsilon \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{c}$$

20

Según la fórmula anterior, la solución de los mínimos cuadrados de a es como sigue:

$$\mathbf{a} = \varepsilon^{-1} \text{pinv}(\mathbf{P} \mathbf{B}) \mathbf{P} \mathbf{c},$$

donde, $\text{pinv}(\cdot)$ indica una operación pseudo-inversa.

25

Una vez obtenido el valor de a, los canales de diafonía normalizados por canales directos se pueden obtener aplicando

$$\bar{a}_i = \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} \quad \mathbf{a} = [a_{R,1} \dots a_{R,K-1} \quad a_{I,1} \dots a_{I,K-1}]^T$$

Los canales de diafonía obtenidos se representan por la fórmula siguiente:

$$\frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} = a_i + j a_{K-1+i}$$

30

En función de la deducción precedente, las etapas específicas de calcular los canales de diafonía son: seleccionar una matriz de combinaciones adecuada y efectuar el cálculo en función de $\mathbf{G} = \text{pinv}(\mathbf{P} \mathbf{B}) \mathbf{P}$ y del coeficiente de combinación

$$\mathbf{c}^{(n)} = \frac{1}{2} \frac{1}{\text{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2$$

de señales enviadas en cada línea; efectuar el cálculo en función de

de combinación de señales enviadas en cada línea y la medida SNR; efectuar el cálculo en función de $\mathbf{a} = \varepsilon^{-1} \mathbf{G} \mathbf{c}$ y de los

35

resultados del cálculo anterior y calcular los canales de diafonía normalizados por canales directos aplicando

$$\frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} = a_i + ja_{K-1+i}, \forall i$$

5 Cuando la potencia de transmisión de cada línea es diferente, la SNR medida por el dispositivo opuesto de línea K se puede representar por la fórmula siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\text{SNR}_K^{(n)}} &= \frac{\text{ruido}_K}{\text{señal}_K} \\ &\approx \frac{1}{\sigma_K^2} \left(\sum_{i=1}^{K-1} \left| \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} \sigma_i + \varepsilon z_i^{(n)} \sigma_i \right|^2 + \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2} \right) \\ &= \frac{1}{\sigma_K^2} \left(\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2} \right), \end{aligned}$$

Suponiendo $\bar{\mathbf{a}} = [\bar{a}_1 \dots \bar{a}_{K-1}]^T$, $\bar{\mathbf{b}}^{(n)} = [\bar{b}_1^{(n)} \dots \bar{b}_{K-1}^{(n)}]^T$, $\bar{a}_i = \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} \sigma_i$, y $\bar{b}_i^{(n)} = z_i^{(n)} \sigma_i$, en función del Teorema de Pitágoras,

$$10 \quad \|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \text{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\}$$

Si $\bar{\mathbf{a}}$ y $\bar{\mathbf{b}}^{(n)}$ se descomponen en una parte real y una parte imaginaria respectivamente, es decir, $a_{R,i} = \text{Re}\{\bar{a}_i\}$, $a_{I,i} = \text{Im}\{\bar{a}_i\}$, $b_{R,i}^{(n)} = \text{Re}\{\bar{b}_i^{(n)}\}$, y $b_{I,i}^{(n)} = \text{Im}\{\bar{b}_i^{(n)}\}$, entonces

$$\begin{aligned} \text{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} &= \sum_{i=1}^{K-1} [a_{R,i} b_{R,i}^{(n)} + a_{I,i} b_{I,i}^{(n)}] \\ &= \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}, \end{aligned}$$

donde, $\mathbf{a} = [a_{R,1} \dots a_{R,K-1} \ a_{I,1} \dots a_{I,K-1}]^T$, y $\mathbf{b}^{(n)} = [b_{R,1}^{(n)} \dots b_{R,K-1}^{(n)} \ b_{I,1}^{(n)} \dots b_{I,K-1}^{(n)}]^T$.

15 Para mayor claridad, se supone $a_i = [\mathbf{a}]_i$ y $b_i^{(n)} = [\mathbf{b}^{(n)}]_i$. Según

$$\text{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} = \sum_{i=1}^{K-1} [a_{R,i} b_{R,i}^{(n)} + a_{I,i} b_{I,i}^{(n)}]$$

$$\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \text{Re}\{\bar{\mathbf{b}}^{(n)H} \bar{\mathbf{a}}\} \quad \text{y} \quad = \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a},$$

$$\|\bar{\mathbf{a}} + \varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 = \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}$$

20 Según la fórmula anterior y la expresión de SNR:

$$\|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2 + 2\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2} = \frac{\sigma_K^2}{\text{SNR}_K^{(n)}}$$

Por lo tanto,

$$25 \quad \varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{W_K}^2}{|h_{K,K}|^2} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_K^2}{\text{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \|\varepsilon \bar{\mathbf{b}}^{(n)}\|^2$$

Debido a $\bar{b}_i^{(n)} = z_i^{(n)} \sigma_i$,

$$\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{w_k}^2}{|h_{K,K}|^2} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_K^2}{\text{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2 \sigma_i^2$$

$$c^{(n)} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_K^2}{\text{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2 \sigma_i^2$$

Suponiendo , entonces

$$\varepsilon \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{w_k}^2}{|h_{K,K}|^2} = c^{(n)}, \forall n$$

5

Se define una matriz M x N \mathbf{P} , donde $p_{m,n} = [\mathbf{P}]_{m,n}$ cumple la condición siguiente:

$$\sum_{n=1}^N p_{m,n} = 0, \forall m$$

10 \mathbf{P} se utiliza como la matriz de combinación de la SNR. Entonces

$$\sum_n p_{m,n} c^{(n)} = \varepsilon \sum_n p_{m,n} \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a} + \left(\frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{a}}\|^2 + \frac{1}{2} \frac{\sigma_{w_k}^2}{|h_{K,K}|^2} \right) \sum_n p_{m,n}, \forall m$$

$$\sum_{n=1}^N p_{m,n} = 0, \forall m$$

Debido a ,

15

$$\sum_n p_{m,n} c^{(n)} = \varepsilon \sum_n p_{m,n} \mathbf{b}^{(n)H} \mathbf{a}, \forall m$$

Una fórmula en el formato anterior está disponible para cada n. Se combinan todas estas fórmulas en una matriz. Entonces

$$\mathbf{P} \begin{bmatrix} c^{(1)} \\ \vdots \\ c^{(N)} \end{bmatrix} = \varepsilon \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{b}^{(1)H} \\ \vdots \\ \mathbf{b}^{(N)H} \end{bmatrix} \mathbf{a}$$

20

Suponiendo $\mathbf{c} = [c^{(1)} \dots c^{(N)}]^T$ y $\mathbf{B} = [\mathbf{b}^{(1)} \dots \mathbf{b}^{(N)}]^H$, entonces

$$\varepsilon \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{c}$$

25

Según la fórmula anterior, la solución de mínimos cuadrados de a es como sigue:

$$\mathbf{a} = \varepsilon^{-1} \text{pinv}(\mathbf{P} \mathbf{B}) \mathbf{P} \mathbf{c}$$

30

donde, $\text{pinv}(\cdot)$ indica una operación pseudo-inversa.

Una vez obtenido el valor de a, los canales de diafonía normalizados por canales directos pueden obtenerse aplicando

$\bar{a}_i = \frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} \sigma_i$ y $\mathbf{a} = [a_{R,1} \dots a_{R,K-1} \ a_{I,1} \dots a_{I,K-1}]^T$. Los canales de diafonía obtenidos se representan por la fórmula siguiente:

$$\frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} = \frac{1}{\sigma_i} (a_i + ja_{K-1+i}),$$

5 En función de la deducción anterior, las etapas específicas de calcular canales de diafonía son como sigue: seleccionar una matriz de combinación adecuada y efectuar el cálculo en función de $\mathbf{G} = \text{pinv}(\mathbf{PB})\mathbf{P}$, de la potencia de transmisión de cada línea y del coeficiente de combinación de señales que se envía en cada línea; efectuar el cálculo en función de

$$c^{(n)} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_K^2}{\text{SNR}_K^{(n)}} - \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{K-1} |z_i^{(n)}|^2 \sigma_i^2$$

, de la potencia de transmisión de cada línea, del coeficiente de combinación de señales enviadas en cada línea y de la SNR medida; efectuar el cálculo en función de $\mathbf{a} = \varepsilon^{-1}\mathbf{G}\mathbf{c}$ y de los resultados del cálculo anterior y calcular los canales de diafonía normalizados mediante canales directos en función de

10
$$\frac{h_{K,i}}{h_{K,K}} = (a_i + ja_{K-1+i})/\sigma_i, \forall i$$

Las matrices P y B se pueden seleccionar, por anticipado, con el fin de obtener el rendimiento óptimo en la mayor parte de los casos. En particular, se requieren las selecciones siguientes:

15 El coeficiente normalizado de la transformada del coseno discreta se define como sigue:

$$u_{n,m} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi(n+0.5)m}{N}\right) & t > 1, n > 1, \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{de no ser así} \end{cases}$$

20 El coeficiente precedente se convierte en una matriz y la componente de corriente continua se suprime de la primera fila. Entonces

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{2,1} & \cdots & u_{2,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{2K-1,1} & \cdots & u_{2K-1,N} \end{bmatrix}$$

25 \mathbf{U}^H se selecciona como la matriz de señales de sonda, es decir, $\mathbf{B} = \mathbf{U}^H$. De este modo, $\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{U}_{\text{row } 1:K-1}^H + j\mathbf{U}_{\text{row } K:2(K-1)}^H$. Se supone que la matriz de combinación de la SNR es $\mathbf{P} = \mathbf{U}$. Por un lado, esta matriz puede garantizar un error de estimación de canales mínimo cuando es afectada la relación SNR devuelta. Por otro lado, esta matriz puede evitar el cálculo de la pseudo-inversión del producto de matrices P y B. En un algoritmo, para reducir la complicación de la operación, la matriz G se puede obtener directamente por intermedio de la matriz P, según se indica en la fórmula siguiente:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \text{pinv}(\mathbf{PB})\mathbf{P} \\ &= \text{pinv}(\mathbf{UU}^H)\mathbf{P} \\ &= \mathbf{P} \end{aligned}$$

35 Además, si el número de abonados es 2 para la potencia de n, la secuencia de Walsh-Hadamard se puede seleccionar para generar la matriz B. La secuencia de Walsh-Hadamard comprende 1 positivo y 1 negativo. De este modo, las operaciones de multiplicación, durante el cálculo, se pueden sustituir por operaciones de adición y de substracción simples. Para cualquier matriz B que cumple los requisitos en el método, se puede calcular correctamente la matriz de canales. El método no está limitado a los métodos de selección anteriores.

Se utilizan diferentes coeficientes de combinación y las etapas 101 y 102 se repiten, durante al menos 2K-1 veces, para calcular la diafonía de otras K-1 líneas a la línea K. Las veces de repetir etapas 101 y 102 depende del número de otras líneas cargadas, es decir, el número de canales de diafonía que han de medirse.

5 El proceso anterior se puede repetir múltiples veces para actualizar continuamente canales de diafonía con el fin de mejorar la precisión o trazar líneas.

Además, en función de los canales de diafonía calculados, se puede diseñar un filtro de cancelación y compensación de diafonía similar, según la fórmula siguiente:

10

$$\mathbf{F} = \mathbf{I}_K - \text{offdiag} \left(\begin{bmatrix} \frac{h_{1,1}}{h_{1,1}} & \dots & \frac{h_{1,K}}{h_{1,1}} \\ h_{1,1} & & h_{1,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{h_{K,1}}{h_{K,1}} & \dots & \frac{h_{K,K}}{h_{K,1}} \\ h_{K,1} & & h_{K,1} \end{bmatrix} \right),$$

donde, $\text{offdiag}(\mathbf{X}) = \mathbf{X} - \text{diag}(\mathbf{X})$.

15 El método para la estimación de canales, en esta forma de realización, comprende: calcular la característica de diafonía de una línea cargada según la SNR medida de la línea cargada y la combinación de señales enviadas en otras líneas cargadas. De este modo, en esta forma de realización, no se necesita rediseñar ningún dispositivo; el tiempo de medición es corto; la precisión es alta y la robustez funcional es adecuada.

20 La Figura 3 representa un sistema para estimación de canales en la segunda forma de realización de la presente invención. El sistema comprende al menos un dispositivo transceptor coordinado 1 y un dispositivo opuesto 2.

25 El dispositivo transceptor coordinado 1 comprende una unidad de carga 11, una unidad de recepción 12 y una unidad de cálculo 13. La unidad de carga 11 está configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal. La unidad de recepción 12 está configurada para recibir una SNR medida en la línea cargada por un dispositivo opuesto. La unidad de cálculo 13 se configura para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función de un coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas y de la SNR recibida.

30 El dispositivo opuesto 2 comprende una unidad de medición 21 y una unidad de envío 22. La unidad de medición 21 está configurada para medir la SNR de la línea cargada. La unidad de envío 22 está configurada para enviar la SNR medida al dispositivo transceptor coordinado.

35 La Figura 4 representa una estructura de la unidad de carga del dispositivo transceptor coordinado en esta forma de realización. La unidad de carga 11 del dispositivo transceptor coordinado comprende, además, una primera unidad de cálculo 111 y una primera unidad de carga 112. La primera unidad de cálculo 111 se configura para calcular el producto de la combinación de señales enviadas en otras líneas y la etapa. La primera unidad de carga 112 se configura para cargar el producto de la combinación de señales enviadas en otras líneas y la etapa a través de la línea cargada.

40 La primera unidad de cálculo 111 puede incluir, además, una segunda unidad de cálculo 1111. La segunda unidad de cálculo 1111 está configurada para calcular la etapa en función de la potencia de transmisión de cada línea y la SNR antes de que se cargue la línea.

45 La unidad de cálculo 13 del dispositivo transceptor coordinado, en esta forma de realización, está también configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función de la etapa y de la potencia de transmisión de cada línea.

50 El sistema y dispositivo para estimación de canales, en esta forma de realización, calculan la característica de diafonía de una línea cargada en función de la SNR medida de la línea cargada y de la combinación de señales enviadas en otras líneas cargadas. De este modo, en esta forma de realización, no se necesita rediseñar dispositivos, el tiempo de medición es corto, la precisión es alta y la robustez funcional es adecuada.

55 La Figura 5 representa un sistema para estimación de canales en la tercera forma de realización de la presente invención. El sistema comprende al menos un dispositivo transceptor coordinado 3 y un dispositivo opuesto 4.

El dispositivo transceptor coordinado 3 comprende una unidad de carga 31, una unidad de envío 32 y una unidad de recepción 33. La unidad de carga 31 está configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal. La unidad de envío 32 está configurada para enviar un coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas a un dispositivo opuesto. La unidad de recepción 33 está configurada para recibir canales de diafonía calculados para la línea cargada por el dispositivo opuesto.

5 El dispositivo opuesto 4 comprende una unidad de medición 41, una unidad de recepción 42, una unidad de cálculo 43 y una unidad de envío 44. La unidad de medición 41 está configurada para medir la SNR de la línea cargada. La unidad de recepción 42 está configurada para recibir el coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas desde el dispositivo transceptor coordinado. La unidad de cálculo 43 está configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función del coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas y de la SNR medida. La unidad de envío 44 está configurada para enviar los canales de diafonía calculados al dispositivo transceptor coordinado.

10 La Figura 6 representa una estructura de la unidad de carga del dispositivo transceptor coordinado en esta forma de realización. La unidad de carga 31 del dispositivo transceptor coordinado puede incluir, además, una primera unidad de cálculo 311 y una primera unidad de carga 312. La primera unidad de cálculo 311 está configurada para calcular el producto de la combinación de señales enviadas en otras líneas y la etapa. La primera unidad de carga 312 está configurada para cargar el producto de la combinación de señales enviadas en otras líneas y la etapa a través de la línea cargada.

15 La primera unidad de cálculo 311 puede comprender, además, una segunda unidad de cálculo 3111. La segunda unidad de cálculo 3111 está configurada para calcular la etapa en función de la potencia de transmisión de cada línea y la SNR de la línea antes de ser cargada.

20 La unidad de envío 32 del dispositivo transceptor coordinado 3, en esta forma de realización, está configurada, además, para enviar la etapa y la potencia de transmisión de cada línea al dispositivo opuesto.

25 En consecuencia, en esta forma de realización, la unidad de recepción 42 del dispositivo opuesto 4 está también configurada para recibir la etapa y la potencia de transmisión de cada línea desde el dispositivo transceptor coordinado y la unidad de cálculo 43 está configurada, además, para calcular los canales de diafonía de la línea cargada en función de la etapa recibida y de la potencia transmitida.

30 El sistema y dispositivo para la estimación de canales, en esta forma de realización, calculan la característica de diafonía de una línea cargada, en función de la SNR medida de la línea cargada y de la combinación de señales enviadas en otras líneas cargadas. De este modo, en esta forma de realización, no se necesita rediseñar ningún dispositivo; el tiempo de medición es corto; la precisión es alta y la robustez funcional es adecuada.

35 Los expertos en esta materia pueden entender que la totalidad o parte de las etapas, en las formas de realización anteriores, se pueden poner en práctica por hardware siguiendo las instrucciones de un programa. El programa puede memorizarse en un medio de almacenamiento legible por ordenador, tal como una memoria de lectura solamente (ROM), una memoria de acceso aleatorio (RAM), un disco magnético o un disco compacto.

40 Las formas de realización anteriores son formas de realización, a modo de ejemplo, de la presente invención solamente y no están previstas para limitar el alcance de protección de la invención. Es evidente para los expertos en esta materia que se pueden realizar varias modificaciones y variaciones a la invención sin desviarse, por ello, del alcance de protección de la invención. La invención está prevista para cubrir dichas modificaciones y variaciones a condición de que caigan dentro del alcance de protección definido por las reivindicaciones siguientes.

REIVINDICACIONES

1. Un método para estimación de canales, que comprende:
- 5 cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas (101) a través de una línea de un canal;
 medir una relación de señal a ruido, SNR, de la línea cargada (102) y
 10 calcular canales de diafonía de la línea cargada en función de un coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y de la relación SNR medida (103).
2. El método, según la reivindicación 1, caracterizado porque una suma cuadrática de un valor absoluto del coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas es una constante.
- 15 3. El método, según la reivindicación 1, caracterizado porque el proceso de carga de la combinación de señales enviadas en otras líneas a través de la línea del canal comprende:
- obtener un producto de la combinación de señales enviadas en las otras líneas y un valor ϵ , en donde el valor de ϵ se
 20 calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una SNR de la línea antes de que se cargue y
 cargar el producto de la combinación de señales enviadas en las otras líneas y del valor de ϵ en la línea del canal.
4. El método, según la reivindicación 3, caracterizado porque el proceso de calcular los canales de diafonía de la línea
 25 cargada, en función del coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y de la SNR medida comprende, además:
- calcular los canales de diafonía de la línea cargada en función del valor de ϵ y de la potencia de transmisión de cada línea.
- 30 5. Un dispositivo transceptor coordinado, caracterizado porque comprende:
- una unidad de carga (11), configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una
 línea de un canal;
 35 una unidad de recepción (12), configurada para recibir una relación de señal a ruido, SNR, de la línea cargada medida por un dispositivo opuesto y
 una unidad de cálculo (13), configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada, en función de un coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y de la relación SNR recibida.
- 40 6. El dispositivo transceptor coordinado según la reivindicación 5, caracterizado porque la unidad de carga comprende:
- una primera unidad de cálculo (111), configurada para calcular un producto de la combinación de señales enviadas en las
 otras líneas y un valor ϵ , en donde el valor de ϵ se calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una
 45 SNR de la línea antes de que se cargue y
 una primera unidad de carga (112), configurada para cargar el producto de la combinación de señales enviadas en la otras líneas y el valor ϵ en la línea cargada.
7. El dispositivo transceptor coordinado, según la reivindicación 6, caracterizado porque la primera unidad de cálculo
 50 comprende, además:
- una segunda unidad de cálculo, configurada para calcular el valor de ϵ en función de la potencia de transmisión de cada línea y de la relación SNR, antes de que se cargue la línea.
- 55 8. Un sistema para estimación de canales, que comprende un dispositivo transceptor coordinado según la reivindicación 5 y un dispositivo opuesto, caracterizado porque:
- el dispositivo opuesto comprende:
- 60 una unidad de medición (21), configurada para medir la SNR de la línea cargada y
 una unidad de envío (22), configurada para enviar la SNR medida al dispositivo transceptor coordinado.

9. El sistema según la reivindicación 8, caracterizado porque la unidad de cálculo está configurada, además, para calcular los canales de diafonía de la línea cargada en función de un valor ϵ y de la potencia de transmisión de cada línea, en donde el valor de ϵ se calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una relación SNR de la línea antes de cargarse.

5

10. Un dispositivo transceptor coordinado, caracterizada porque comprende:

una unidad de carga (31), configurada para cargar una combinación de señales enviadas en otras líneas a través de una línea de un canal;

10

una unidad de envío (32), configurada para enviar un coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas a un dispositivo opuesto y

15

una unidad de recepción (33), configurada para recibir canales de diafonía calculados para la línea cargada por el dispositivo opuesto, en donde los canales de diafonía se calculan en función de coeficiente de combinación de señales enviadas en las otras líneas y de una relación de señal a ruido, SNR, medida por el dispositivo opuesto.

11. El dispositivo transceptor coordinado según la reivindicación 10, caracterizado porque la unidad de carga comprende:

20

una primera unidad de cálculo (311), configurada para calcular un producto de la combinación de señales enviadas en otras líneas y un valor ϵ , en donde el valor ϵ se calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una relación SNR de la línea antes de ser cargada y

25

una primera unidad de carga (312), configurada para cargar el producto de la combinación de señales enviadas en las otras líneas y el valor de ϵ en la línea cargada.

12. Un dispositivo opuesto, caracterizado porque comprende:

30

una unidad de medición (41), configurada para medir una relación de señal a ruido, SNR, de una línea cargada;

una unidad de recepción (42), configurada para recibir un coeficiente de combinación de señales enviadas en otras líneas desde un dispositivo transceptor coordinado;

35

una unidad de cálculo (43), configurada para calcular canales de diafonía de la línea cargada en función del coeficiente recibido y de la relación SNR medida y

una unidad de envío (44), configurada para enviar los canales de diafonía calculados al dispositivo transceptor coordinado.

13. El dispositivo opuesto según la reivindicación 12, caracterizado porque:

40

la unidad de recepción (42) está configurada, además, para recibir un valor ϵ y la potencia de transmisión de cada línea desde el dispositivo transceptor coordinado, en donde el valor de ϵ se calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una relación SNR de la línea antes de ser cargada y

45

la unidad de cálculo (43) está configurada, además, para calcular los canales de diafonía de la línea cargada según el valor de ϵ y de la potencia de transmisión de cada línea.

14. Un sistema para estimación de canales, que comprende un dispositivo transceptor coordinado según la reivindicación 10 y un dispositivo opuesto según la reivindicación 12.

50

15. El sistema según la reivindicación 14, caracterizado porque:

la unidad de envío (32) del dispositivo transceptor coordinado está configurada, además, para enviar un valor ϵ y la potencia de transmisión de cada línea al dispositivo opuesto, en donde el valor de ϵ se calcula en función de la potencia de transmisión de cada línea y de una relación SNR de la línea antes de cargarse y

55

la unidad de cálculo (43) del dispositivo opuesto está configurada, además, para calcular los canales de diafonía de la línea cargada en función del valor de ϵ y de la potencia de transmisión de cada línea.

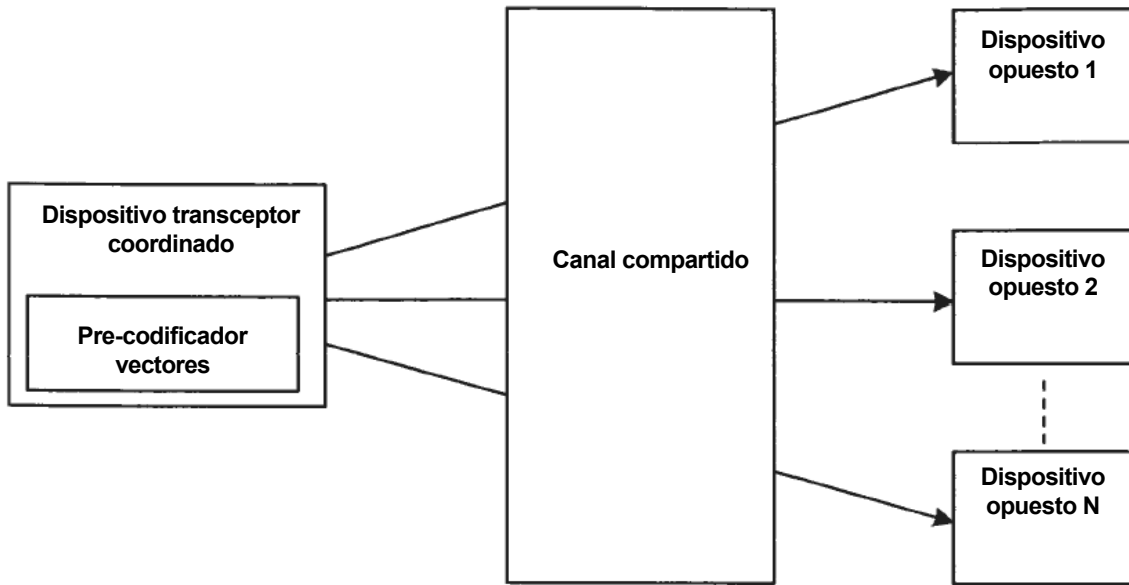


Figura 1

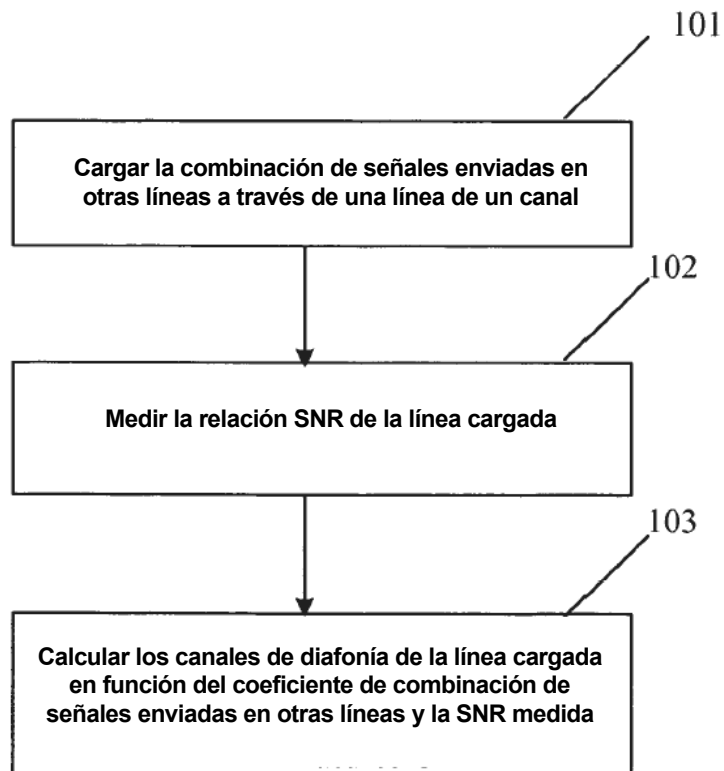


Figura 2

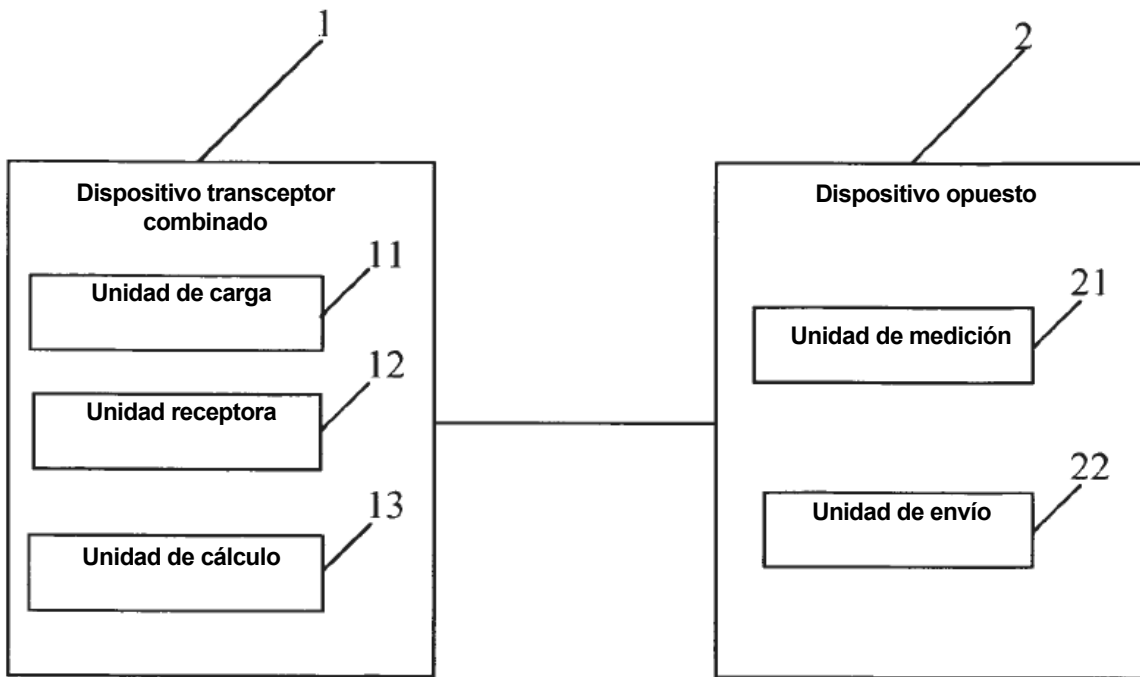


Figura 3

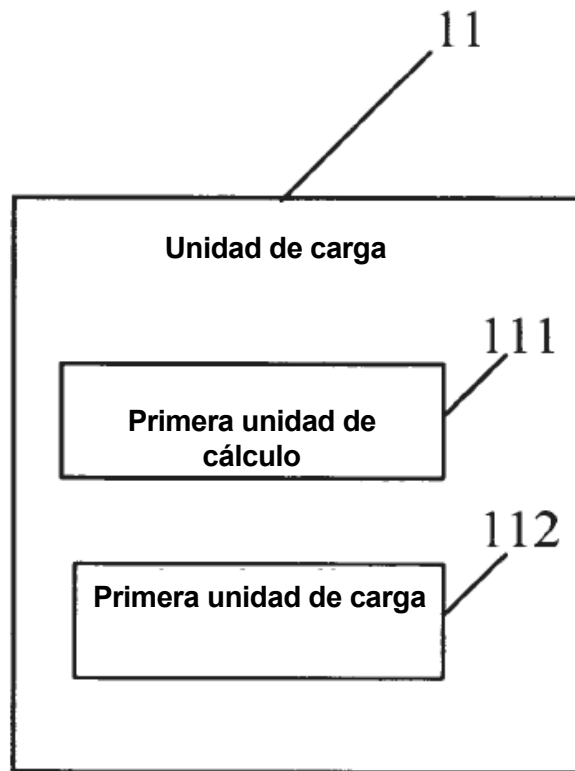


Figura 4

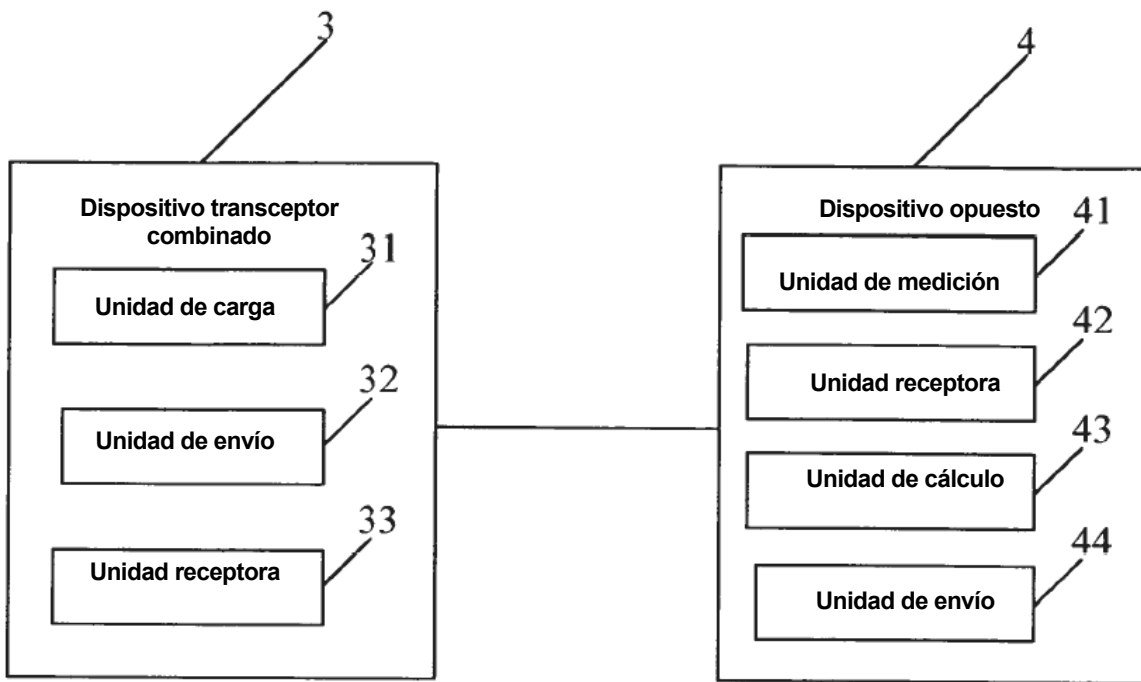


Figura 5

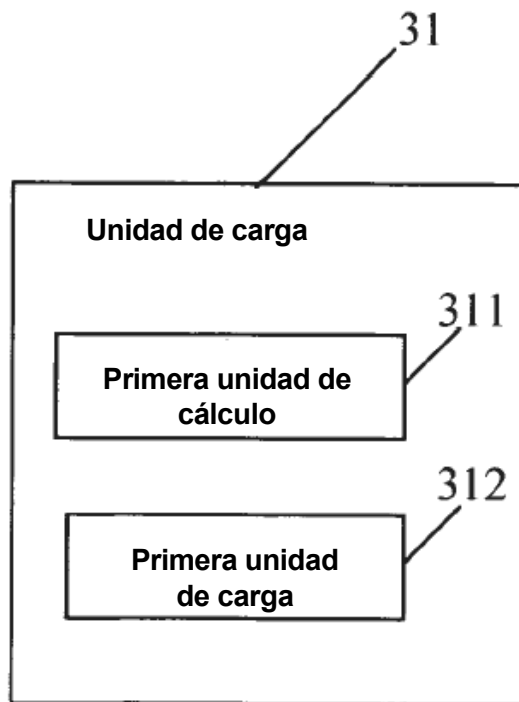


Figura 6