

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 571 430**

51 Int. Cl.:

H04B 3/46 (2006.01)

H04M 3/34 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04M 3/30 (2006.01)

H04B 3/487 (2015.01)

H04L 25/08 (2006.01)

H04M 11/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.08.2013 E 13306127 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.04.2016 EP 2835911**

54 Título: **Detección de errores de anulación de correspondencia**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
25.05.2016

73 Titular/es:

ALCATEL LUCENT (100.0%)
148/152 route de la Reine
92100 Boulogne-Billancourt, FR

72 Inventor/es:

NUZMAN, CARL y
VANDERHAEGEN, DIRK

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 571 430 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

Detección de errores de anulación de correspondencia

Campo técnico de la invención

La presente invención se refiere a la estimación de diafonía dentro de un sistema de comunicación por cable.

5 Antecedentes técnicos de la invención

La diafonía (o la interferencia inter canal) es una fuente importante de deficiencia de canal para los sistemas de comunicación por cable de Múltiples Entradas Múltiples Salidas (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*), tales como los sistemas de comunicación de línea de abonado digital (DSL, *Digital Subscriber Line*).

10 A medida que aumenta la demanda de tasas de datos más elevadas, los sistemas de DSL están evolucionando hacia bandas de frecuencia más alta, en las que la diafonía entre líneas de transmisión cercanas (es decir, líneas de transmisión que se encuentran muy cerca a lo largo de parte o la totalidad de su longitud, tal como pares trenzados de cobre en un tubo flexible de cables) es más pronunciada (cuanto más alta sea la frecuencia, mayor será el acoplamiento).

15 Se han desarrollado diferentes estrategias para mitigar la diafonía y para aumentar al máximo el alcance, la estabilidad de línea y el caudal efectivo. Estas técnicas están evolucionando de forma gradual de técnicas de gestión espectral estática o dinámica a una coordinación (o vectorización) de señal de múltiples usuarios.

20 Una técnica para reducir la interferencia inter canal es la precodificación de señales conjunta: los símbolos de datos de transmisión se pasan de forma conjunta a través de un precodificador antes de se transmitan a través de los canales de comunicación respectivos. El precodificador es de tal modo que la concatenación del precodificador y los canales de comunicación da como resultado poca o nada de interferencia inter canal en los receptores.

Una técnica adicional para reducir la interferencia inter canal es el postprocesamiento de señales conjunto: los símbolos de datos de recepción se pasan de forma conjunta a través de un postcodificador antes de que se detecten. El postcodificador es de tal modo que la concatenación de los canales de comunicación y los resultados de postcodificador en poca o nada de interferencia inter canal en los receptores.

25 La elección del grupo de vectorización, es decir, el conjunto de líneas de comunicación, las señales del cual se procesan de forma conjunta, es bastante crítica para lograr unos buenos rendimientos de mitigación de diafonía. Dentro de un grupo de vectorización, cada línea de comunicación se considera como una línea perturbadora que induce una diafonía en las otras líneas de comunicación del grupo, y la misma línea de comunicación se considera como una línea víctima que recibe una diafonía a partir de las otras líneas de comunicación del grupo. La diafonía a partir de líneas que no pertenecen al grupo de vectorización se trata como ruido ajeno y no se cancela.

30 Idealmente, el grupo de vectorización debería coincidir con la totalidad del conjunto de líneas de comunicación que interactúan físicamente y de forma perceptible entre sí. Aún así, la desagregación de bucles locales debido a las políticas nacionales de regulación y/o capacidades de vectorización limitadas puede evitar un enfoque tan exhaustivo, caso en el cual el grupo de vectorización incluiría un sub-conjunto solo de la totalidad de las líneas que interactúan físicamente, dando de ese modo unas ganancias de vectorización limitadas.

35 La vectorización de señal se realiza por lo general en el interior de una Unidad de Puntos de Distribución (DPU, *Distribution Point Unit*), en la que la totalidad de los símbolos de datos que se transmiten de forma concurrente a lo largo de, o que se reciben a partir de, la totalidad de las líneas de abonado del grupo de vectorización se encuentran disponibles. Por ejemplo, la vectorización de señal se realiza de forma ventajosa en el interior de un multiplexor de acceso de línea de abonado digital (DSLAM, *Digital subscriber Line Access Multiplexer*) que se despliega en una Oficina central (CO, *Central office*) o como una unidad remota alimentada por fibra más cerca de instalaciones de abonado (armario en la calle, armario en poste, etc.). La precodificación de señales es particularmente apropiada para la comunicación de aguas abajo (hacia las instalaciones de cliente), mientras que un postprocesamiento de señales es particularmente apropiado para la comunicación de aguas arriba (a partir de instalaciones de cliente).

45 La precodificación y el post-procesamiento de señales lineales se implementan de forma ventajosa por medio de productos matriciales.

50 Por ejemplo, un precodificador lineal realiza un producto matricial de un vector de muestras de frecuencia de transmisión con una matriz de precodificación, siendo la matriz de precodificación de tal modo que la matriz de canal global se diagonaliza, lo que quiere decir que los coeficientes fuera de la diagonal del canal global y, por lo tanto, la interferencia inter canal, en su mayor parte se reducen a cero. En la práctica, y como una aproximación de primer orden, el precodificador superpone señales de pre-compensación de diafonía en oposición de fase a lo largo de la línea víctima junto con la señal directa que interfieren de forma destructiva en el receptor con las señales de diafonía real a partir de las líneas perturbadoras respectivas.

De forma similar, un postcodificador lineal realiza un producto matricial de un vector de muestras de frecuencia

recibidas con una matriz de cancelación de diafonía, siendo la matriz de cancelación de diafonía de tal modo que la matriz de canal global también se diagonaliza.

Es de la máxima importancia, por lo tanto, obtener una estimada exacta de los canales de diafonía real con el fin de inicializar o actualizar de forma apropiada los coeficientes de precodificador o de postcodificador. En la recomendación titulada "*self-FEXT cancellation (vectoring) For Use with DSL2 Transceivers*", ref. G.993.5, y adoptada por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) en abril de 2010, los transceptores están configurados para enviar secuencias de pilotos de aguas abajo o de aguas arriba a lo largo de los así denominados símbolos de SINC, los cuales tienen lugar de forma periódica después de cada 256 símbolos de DATOS. En la recomendación G.993.5, se supone adicionalmente que el nodo de acceso transmite y recibe los símbolos de SINC a lo largo de las líneas vectorizadas de forma síncrona (alineación de súper tramas) debido a que las mediciones de interferencia y transmisión de señales piloto se llevan a cabo de forma síncrona a lo largo de las líneas de transmisión respectivas.

Sobre una línea víctima dada, unas muestras de error, las cuales comprenden la parte tanto real como imaginaria del error de divisor en sectores (o el vector de error de medición) tal como se mide para un símbolo de SINC específico de una forma por tono o por grupo de tonos se notifican a un controlador de vectorización para una estimación de diafonía adicional. Las muestras de error se correlacionan con una secuencia de pilotos dada transmitida a lo largo de una línea perturbadora dada con el fin de obtener la función de acoplamiento de diafonía a partir de esa línea perturbadora. Para rechazar la contribución de diafonía a partir de las otras líneas perturbadoras, las secuencias de pilotos se hacen ortogonales entre sí, por ejemplo mediante el uso de secuencias de Walsh - Hadamard que comprenden unos símbolos en oposición de fase de '+1' y de '-1'. Las estimadas de diafonía se usan para inicializar los coeficientes de precodificador o de postcodificador.

Una vez que se han inicializado los coeficientes de precodificador o de postcodificador, se sigue realizando un seguimiento de los coeficientes de diafonía en busca de cualquier variación de canal, así como en busca de cualquier error residual en las estimadas iniciales de los canales de diafonía. Esto se logra por lo general por medio de procedimientos de actualización iterativa, tales como procedimientos cuadráticos medios mínimos (LMS, *Least Mean Square*), el cual converge de forma gradual hacia la solución óptima con respecto a una función de costes dada, en la actualidad la potencia de la señal de diafonía residual.

En el modelo lineal idealizado, las secuencias de pilotos ortogonales según la recomendación G.993.5 son muy efectivas y siempre producen unas estimadas exactas y no sesgadas de los canales de diafonía (inicialización) o de los canales de diafonía residual (seguimiento). Aún así, debido a los efectos no lineales, las estimadas de diafonía pueden tener un descentramiento (o sesgo) no deseado que lleva los coeficientes de precodificador o de postcodificador lejos de los canales de diafonía real.

En entornos de diafonía elevada por ejemplo, la suma de los vectores de diafonía a partir de la totalidad de las secuencias de pilotos que se transmiten a lo largo de la totalidad de las líneas perturbadoras puede ser de tal modo que la muestra de frecuencia de recepción va más allá del límite de decisión del desmodulador. Como resultado, el vector de error se notifica contra el punto de constelación erróneo, dando un descentramiento en la estimada del canal de diafonía nominal o residual.

En la recomendación G.993.5, el vector de transmisión esperado ideal es estimado por el receptor. El conjunto de vectores que se pueden usar como pilotos se limita a dos estados: un estado normal (+1) y un estado invertido (-1), lo cual es equivalente a la modulación de modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*). El receptor determina qué se espera que sea el vector de transmisión (a lo que se hace referencia adicionalmente como operación de anulación de correspondencia) en base a la determinación del semiplano más probable, y esto usando solo una información del propio tono específico. Como alternativa, se podría usar una desmodulación de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK, *Quadrature Phase Shift Keying*, o 4-QAM) para una detección de pilotos, caso en el cual la anulación de correspondencia se basa en la determinación del cuadrante más probable.

En el caso de los errores de anulación de correspondencia, es decir, cuando el receptor selecciona un punto de constelación diferente del punto de constelación de transmisión, el error de divisor en sectores notificado tiene un valor completamente erróneo. Esto conduce a unas inexactitudes importantes en el cálculo de los coeficientes de acoplamiento de diafonía y, por lo tanto, de los coeficientes de precodificador y de postcodificador, como el controlador de vectorización no es consciente del hecho de que un error de anulación de correspondencia ha tenido lugar en el interior del receptor.

Una posible solución conocida para abordar los errores de anulación de correspondencia sería usar múltiples decisiones de anulación de correspondencia en múltiples tonos. Dado que todos los tonos de sonda en un símbolo de SINC particular se modulan, todos ellos, con el mismo bit particular a partir de una secuencia de pilotos dada, se pueden usar múltiples tonos para realizar una estimación conjunta. Esta técnica es más robusta que la sencilla decisión por tono, pero en entornos de una relación de señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) muy baja, el receptor aún podría realizar una decisión errónea. Si se usa Secuencia de Pilotos Dependiente de la Frecuencia (FDPS, *Frequency Dependent Pilot Sequence*), la técnica puede seguir aplicándose, usando el hecho de que los

valores de piloto se repiten de forma periódica después de un número dado de tonos.

Aún así, los experimentos en el sector indican que al menos algunos modelos de receptor siguen usando una decisión por tono, con una cuadrícula de desmodulación o bien de BPSK o bien de 4-QAM, aumentando de ese modo la probabilidad de los errores de anulación de correspondencia.

5 Otra solución conocida es la comunicación de la secuencia de pilotos usada al receptor. La ventaja es que no es necesario que el receptor tome nunca más una decisión. La desventaja es que el envío de un mensaje cada vez con el fin de cambiar la secuencia de pilotos es engorroso, introduce retardos en el procedimiento de inicialización, y reduce la flexibilidad para el controlador de vectorización para cambiar la secuencia de pilotos sobre la marcha.

10 Aún otra solución conocida es la notificación del vector recibido completo. La ventaja es que no es necesario que el receptor tome nunca más una decisión. No obstante, esta solución adolece de un problema de resolución: en el caso de una SNR alta, se desea obtener una profundidad de cancelación muy elevada. Una reducción de la diafonía a un nivel por debajo del ruido querría decir que la señal de error se reduciría a unos valores muy pequeños en comparación con el vector recibido. La opción más eficiente para la realimentación de error en la recomendación G.993.5 hace uso de un formato de punto flotante binario. A medida que el vector de error se hace más pequeño durante el procedimiento de convergencia, el exponente disminuye, manteniendo un error de cuantificación relativo constante. Por lo tanto, el error de cuantificación absoluto disminuye durante la convergencia, incluso con un pequeño número de bits para la realimentación de error. Si se ha de notificar el vector recibido completo, es necesario que la palabra longitud sea de tal modo que en el lado del MSB esta pueda representar la más grande señal directa y en el lado del LSB esta pueda representar la más pequeña señal de error. Por lo tanto, se encuentra presente una cierta inexactitud absoluta. En las últimas fases de la convergencia, este error de cuantificación absoluto da una inexactitud relativamente grande. Para contrarrestar esto, se requeriría que muchos bits codificaran el vector recibido, lo que aumentaría el ancho de banda requerido para la realimentación de mediciones y, por lo tanto, reduciría la tasa de datos de aguas arriba para el usuario final.

25 En los documentos EP2136477 y US2010/202554 se divulgan ejemplos de técnicas para estimar la diafonía en un sistema de comunicación por cable.

Sumario de la invención

Un objeto de la presente invención es mitigar o superar la deficiencia o inconvenientes que se han mencionado en lo que antecede de las soluciones conocidas.

30 De acuerdo con un primer aspecto de la invención, un controlador de vectorización para estimar al menos un coeficiente de diafonía a una frecuencia de portadora dada a partir de al menos una línea perturbadora respectiva hacia una línea víctima de un grupo de vectorización está configurado para asignar al menos una secuencia de sondeo de diafonía de entre un conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales a la al menos una línea perturbadora respectiva para la modulación a la frecuencia de portadora dada de al menos una secuencia respectiva de símbolos de sondeo de diafonía, y para recibir unas muestras de error según se miden de forma sucesiva por un receptor acoplado con la línea víctima a la frecuencia de portadora dada mientras que la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía se están transmitiendo a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva. El controlador de vectorización está configurado adicionalmente para correlacionar las muestras de error recibidas con al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales para la detección de un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas. La al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar no es usada activamente por línea alguna del grupo de vectorización durante la transmisión de la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva.

45 En una realización de la invención, el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para mantener un número deseado M de secuencias de sondeo de diafonía de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales sin asignar y disponibles para la detección de errores de anulación de correspondencia.

En una realización de la invención, el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales comprende unas secuencias de sondeo de diafonía de longitud L más grandes que o iguales a $N + M$, indicando N el tamaño del grupo de vectorización.

50 En una realización de la invención, el controlador de vectorización está configurado adicionalmente, si un error de anulación de correspondencia se detecta en las muestras de error recibidas, para descartar las muestras de error recibidas para la estimación del al menos un coeficiente de diafonía.

55 En una realización de la invención, el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para estimar el al menos un coeficiente de diafonía usando una combinación ponderada de una nueva estimada de diafonía en base a las muestras de error recibidas y al menos una estimada de diafonía adicional. El peso que se aplica a la nueva estimada de diafonía es una función de si un error de anulación de correspondencia se ha detectado en las muestras de error recibidas.

5 En una realización de la invención, el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para estimar el al menos un coeficiente de diafonía usando una combinación ponderada de una nueva estimada de diafonía en base a las muestras de error recibidas y al menos una estimada de diafonía adicional. El controlador de vectorización está configurado adicionalmente para correlacionar las muestras de error recibidas con la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar con el fin de determinar cómo de fiable es la nueva estimada de diafonía. El peso que se aplica a la nueva estimada de diafonía es una función de la fiabilidad así determinada de la nueva estimada de diafonía.

En una realización de la invención, la al menos una estimada de diafonía adicional es una estimada de diafonía que se obtiene durante un ciclo de estimación de diafonía previo.

10 En una realización de la invención, la al menos una estimada de diafonía adicional es una estimada de diafonía que se obtiene a una frecuencia de portadora adicional cerca de la frecuencia de portadora dada.

En una realización, las muestras de error recibidas son indicativas de unos vectores de error entre unas muestras de frecuencia recibidas a la frecuencia de portadora dada y unos puntos de constelación seleccionados respectivos sobre los cuales se anula la correspondencia de las muestras de frecuencia recibidas.

15 En una realización de la invención, el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para usar el resultado de la correlación de las muestras de error recibidas con la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar en una estadística, y para comparar esa estadística con un umbral para determinar con una determinada confianza si un error de anulación de correspondencia se encuentra presente en las muestras de error recibidas.

En una realización de la invención, el valor umbral depende del nivel de ruido a la frecuencia de portadora dada.

20 En una realización de la invención, la estadística viene dada por $\max\left\{\frac{1}{M} \sum_m |u_m|, \frac{1}{M} \sum_m |v_m|\right\}$. M es un número entero positivo no nulo que indica un número dado de secuencias de pilotos sin asignar para la detección de errores de anulación de correspondencia; u_m y v_m indican la parte real y la imaginaria, respectivamente, de la correlación de las muestras de error con una dada de la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar.

25 Un controlador de vectorización de este tipo por lo general forma parte de un nodo de acceso que soporta la comunicación por cable a partir de/a dispositivos de abonado a lo largo de una instalación de acceso, tal como un DSLAM, un conmutador de Ethernet, un enrutador en borde, etc., y se despliega en una CO o como una unidad remota alimentada por fibra más cerca de instalaciones de abonado (armario en la calle, armario en poste, etc.).

30 De acuerdo con otro aspecto de la invención, un procedimiento para estimar al menos un coeficiente de diafonía a una frecuencia de portadora dada a partir de al menos una línea perturbadora respectiva hacia una línea víctima de un grupo de vectorización comprende asignar al menos una secuencia de sondeo de diafonía de entre un conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales a la al menos una línea perturbadora respectiva para la modulación a la frecuencia de portadora dada de al menos una secuencia respectiva de símbolos de sondeo de diafonía, y recibir unas muestras de error según se miden de forma sucesiva por un receptor acoplado con la línea víctima a la frecuencia de portadora dada mientras que la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía se están transmitiendo a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva. El procedimiento comprende adicionalmente correlacionar las muestras de error recibidas con al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales para la detección de un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas. La al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar no es usada activamente por línea alguna del grupo de vectorización durante la transmisión de la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva.

Unas realizaciones de un procedimiento de acuerdo con la invención se corresponden con las realizaciones de un controlador de vectorización de acuerdo con la invención.

45 La idea básica es reservar un número de secuencias de pilotos dentro del conjunto de secuencias de pilotos disponibles para el fin de detectar errores de decisión en la realimentación de error. Esas secuencias de pilotos reservadas o sin asignar no se usarán activamente para la estimación de diafonía, y más en concreto no se usarán durante el trascurso del ciclo de estimación de diafonía seleccionado como objetivo. Esto se logra o bien mediante el uso de unas secuencias de pilotos de una longitud más grande que el tamaño del grupo de vectorización, o bien mediante la restricción de estimación de diafonía durante un ciclo de estimación de diafonía dado a un subconjunto de las líneas vectorizadas, y la selección como objetivo de las líneas así excluidas durante uno o más ciclos de estimación de diafonía previos o posteriores.

50 A continuación, las muestras de error que se recogen durante un ciclo de estimación de diafonía dado se correlacionan con cada una de las secuencias de pilotos sin asignar con el fin de determinar si uno o más errores de anulación de correspondencia se encuentran presentes en las muestras de error notificadas. Unas estadísticas apropiadas y los umbrales correspondientes se determinan para detectar errores de anulación de correspondencia

dentro de un determinado intervalo de confianza, tal como se expone en la descripción detallada en lo sucesivo en el presente documento. El detector se diseña de tal modo que la tasa de detecciones fallidas (no se detecta error de anulación de correspondencia alguno a pesar de que tuvieron lugar uno o más errores de anulación de correspondencia) se mantiene por debajo de un umbral de confianza dado (por ejemplo, 0,01), al tiempo que la tasa de falsas alarmas (un error de anulación de correspondencia se detecta a pesar de que ninguno tuvo lugar) no es excesiva (por ejemplo, permanece por debajo de un 50 %). Para un nivel de ruido dado, cuanto más alto sea el número de secuencias de pilotos sin asignar disponibles para la detección de errores de anulación de correspondencia, más fiables serán las estadísticas.

Si se detecta un error de anulación de correspondencia, entonces se toman algunas acciones correctivas para mitigar el impacto del error de anulación de correspondencia sobre la estimación de diafonía y los rendimientos de vectorización. En una realización, la acción correctiva es descartar las estimadas de diafonía que se producen usando la realimentación de error que es corrompida por un error de anulación de correspondencia. En otra realización, el factor de ponderación que se usa para combinar una estimada de diafonía corrompida con estimadas previas o con unas estimadas que se realizan sobre tonos cercanos podría ser más pequeño que el factor de ponderación que se usa cuando no se corrompe una estimada de diafonía.

El algoritmo propuesto se puede usar para la comunicación tanto de aguas abajo como de aguas arriba, pero es particularmente útil para la comunicación de aguas abajo. De hecho, para la comunicación de aguas arriba, el conocimiento acerca de las secuencias de pilotos que se usan a lo largo de la línea respectiva se encuentra directamente disponible en la DPU (con la condición de que una información de anulación de correspondencia sea suministrada por el conjunto de chips de línea) y se puede usar para corregir cualquier decisión errónea realizada por el receptor de aguas arriba.

Breve descripción de los dibujos

Los anteriores, y otros, objetos y características de la invención se volverán más evidentes y la propia invención se entenderá mejor mediante consulta a la siguiente descripción de una realización tomada junto con los dibujos adjuntos en los que:

- la figura 1 representa una visión de conjunto de una instalación de acceso;
- la figura 2 representa un nodo de acceso según la presente invención;
- las figuras 3A y 3B representan el vector de error medido de una muestra de frecuencia de recepción sin y con un error de anulación de correspondencia;
- la figura 4 representa una representación gráfica de los valores medio y de cuantil de una estadística de prueba g_1 que se usa para la detección de errores de anulación de correspondencia como una función de la desviación típica de ruido, y usando 16 pilotos sin asignar;
- la figura 5 representa una representación gráfica de los umbrales para los detectores de pendientes nulas y de rampas como una función de la desviación típica de ruido, usando aún 16 pilotos sin asignar;
- las figuras 6 y 7 representan tasas de falsas alarmas y de detección fallida para los detectores de pendientes nulas y de rampas que se representan gráficamente, de forma respectiva, como una función de SNR de usuario único, usando aún 16 pilotos sin asignar; y
- la figura 8 representa una representación gráfica del valor medio e intervalos de confianza para un estimador de la desviación típica de ruido como una función del valor verdadero, usando 8 pilotos sin asignar.

Descripción detallada de la invención

Se ve en la figura 1 una instalación de acceso 1 que comprende una unidad de red 10 en una CO, una DPU desplegada de forma remota 20 acoplada por medio de una o más fibras ópticas con la unidad de red 10, y acoplada adicionalmente por medio de una instalación de bucles de cobre con un Equipo de Instalaciones de Cliente (CPE, *Customer Premises Equipment*) 30 en diversas instalaciones de abonado.

La instalación de bucles de cobre comprende un segmento de acceso común 40, en el que las líneas de abonado se encuentran en unas muy cerca de otras y, por lo tanto, inducen una diafonía la una en la otra, y unos segmentos de bucle dedicados 50 para la conexión final con las instalaciones de abonado. Los medios de transmisión están compuestos por lo general por Pares Trenzados no Blindados (UTP, *Unshielded Twisted Pair*) de cobre de alta categoría.

La DPU 20 comprende una unidad de procesamiento de vectorización para procesar de forma conjunta los símbolos de datos que se están transmitiendo a lo largo de, o que se están recibiendo a partir de, la instalación de bucles con el fin de mitigar la diafonía que se induce dentro del segmento de acceso común y para aumentar las tasas de datos de comunicación que se pueden lograr a lo largo de las respectivas líneas de abonado.

Se observa en la figura 2 una DPU 100 según la presente invención acoplada con N CPE 200₁ a 200_N a través de N líneas de transmisión respectivas L₁ a L_N, las cuales se supone que forman parte del mismo grupo de vectorización.

La DPU 100 comprende:

ES 2 571 430 T3

- N transceptores de DSL 110₁ a 110_N;
- una unidad de procesamiento de vectorización 120 (o VPU); y
- una unidad de control de vectorización 130 (o VCU) para controlar el funcionamiento de la VPU 120.

5 Los transceptores 110 están acoplados de forma individual con la VPU 120 y con la VCU 130. La VCU 130 está acoplada adicionalmente con la VPU 120.

Los transceptores 110 comprenden respectivamente:

- un procesador digital de señales (DSP, *Digital Signal Processor*) 111; y
- un extremo frontal analógico (AFE, *Analog Front End*) 112.

Los CPE 200 comprenden unos transceptores de DSL 210 respectivos.

10 Los transceptores de DSL 210 comprenden respectivamente:

- un procesador digital de señales (DSP) 211; y
- un extremo frontal analógico (AFE) 212.

15 Los AFE 112 y 212 comprenden, respectivamente, un Convertidor de Digital a Analógico (DAC, *Digital to Analog Converter*) y un Convertidor de Analógico a Digital (ADC, *Analog to Digital Converter*), un filtro de transmisión y un filtro de recepción para confinar la energía de la señal dentro de las bandas de frecuencia de comunicación apropiadas al tiempo que se rechaza la interferencia fuera de banda, una unidad de accionamiento de línea para amplificar la señal de transmisión y para accionar la línea de transmisión, y un Amplificador de Bajo Ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*) para amplificar la señal de recepción con tan poco ruido como sea posible.

20 Los AFE 112 y 212 comprenden adicionalmente un híbrido para acoplar la salida del transmisor con la línea de transmisión y la línea de transmisión con la entrada del receptor al tiempo que se logra una baja relación de acoplamiento de transmisor - receptor, circuitería de adaptación de impedancia para adaptar a la impedancia característica de la línea de transmisión, y circuitería de aislamiento (por lo general un transformador).

Los DSP 111 y 211 están configurados, respectivamente, para operar canales de comunicación de DSL de aguas abajo y de aguas arriba.

25 Los DSP 111 y 211 están configurados adicionalmente para operar canales de control de DSL de aguas abajo y de aguas arriba que se usan para transportar tráfico de control de DSL, tales como instrucciones y respuestas de diagnóstico o de gestión. El tráfico de control se multiplexa con tráfico de usuario a través del canal de DSL.

30 Más en concreto, los DSP 111 y 211 son para codificar y modular datos de usuario y de control para dar unos símbolos de datos digitales, y para desmodular y decodificar datos de usuario y de control a partir de unos símbolos de datos digitales.

Las siguientes etapas de transmisión se realizan por lo general en el interior de los DSP 111 y 211:

- codificación de datos, tal como multiplexación de datos, entramado, aleatorización, codificación de control de errores y entrelazado de datos;
- 35 - modulación de señales, que comprende las etapas de ordenar las portadoras de acuerdo con una tabla de ordenación de portadoras, analizar sintácticamente el tren de bits codificado de acuerdo con las cargas de bits de las portadoras ordenadas, y poner en correspondencia cada porción de bits sobre un punto de constelación de transmisión apropiado (con una amplitud y una fase de portadora respectivas), posiblemente con codificación de Trellis;
- cambio de escala de señal;
- 40 - Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*);
- inserción de Prefijo Cíclico (CP, *Cyclic Prefix*); y, posiblemente
- división en ventanas de tiempo.

Las siguientes etapas de recepción se realizan por lo general en el interior de los DSP 111 y 211:

- Eliminación de CP y, posiblemente, división en ventanas de tiempo;
- 45 - Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*);
- Igualación de frecuencia (FEQ, *Frequency Equalization*);
- desmodulación y detección de señales, que comprende las etapas de aplicar a todas y cada una de las muestras de frecuencia igualadas una cuadrícula de constelaciones apropiada, el patrón de la cual depende de la carga de bits de portadora respectiva, detectar el punto de constelación de transmisión esperado y la secuencia de bits de transmisión correspondiente, posiblemente con decodificación de Trellis, y volver a ordenar la totalidad de las porciones detectadas de bits de acuerdo con la tabla de ordenación de portadoras; y
- 50 - decodificación de datos, tal como desentrelazado de datos, detección y/o corrección de errores, desaleatorización, desmultiplexación y desalineación de tramas.

- 5 Los DSP 111 están configurados adicionalmente para suministrar unas muestras de frecuencia de transmisión a la VPU 120 antes de la etapa de Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*) para la precodificación de señales conjunta, y para suministrar unas muestras de frecuencia de recepción a la VPU 120 después de la etapa de Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) para el postprocesamiento de señales conjunta.
- Los DSP 111 están configurados adicionalmente para recibir unas muestras de frecuencia corregidas a partir de la VPU 120 para una transmisión o detección adicional. Como alternativa, los DSP 111 pueden recibir muestras de corrección para añadir a las muestras de frecuencia iniciales antes de una transmisión o detección adicional.
- 10 La VPU 120 está configurada para mitigar la diafonía que se induce a lo largo de las líneas de transmisión. Esto se logra mediante la multiplicación de un vector de muestras de frecuencia de transmisión con una matriz de precodificación **P** con el fin de pre-compensar una estimada de la diafonía esperada (aguas abajo), o mediante la multiplicación de un vector de muestras de frecuencia de recepción con una matriz de cancelación de diafonía **Q** con el fin de post-compensar una estimada de la diafonía en la que se incurre (aguas arriba).
- 15 En la matriz **P** o **Q**, una fila *n* representa una línea víctima particular L_n , mientras que una columna *m* representa una línea perturbadora particular L_m . En la intersección, el coeficiente de acoplamiento que se debería aplicar a la muestra de frecuencia de transmisión o de recepción perturbadora correspondiente para mitigar a lo largo de la línea víctima L_n la diafonía a partir de la línea perturbadora L_m . No es necesario determinar todos los coeficientes de la matriz, por ejemplo debido a las capacidades de vectorización limitadas que se asignan en primer lugar a los más fuertes causantes de la diafonía, o aún por ejemplo debido al hecho de que algunas líneas no interactúan de forma perceptible entre sí. Los coeficientes sin determinar se ajustan preferentemente a 0.
- 20 Asimismo, cabe destacar que una línea de comunicación L_n para la cual no está soportada o no está habilitada una operación de vectorización, tal como una línea heredada, pero que aún así interfiere de forma perceptible 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 correspondiente *n*-ésima fila de la matriz **P** o **Q** se ajustan todos ellos de este modo a 0.
- 25 La VCU 130 es básicamente para controlar el funcionamiento de la VPU 120, y más en concreto para estimar los coeficientes de diafonía entre las líneas de transmisión del grupo de vectorización, y para inicializar y actualizar los coeficientes de la matriz de precodificación **P** y de la matriz de cancelación de diafonía **Q** a partir de los coeficientes de diafonía así estimados.
- 30 La VCU 130 comienza en primer lugar mediante la configuración de las secuencias de pilotos de aguas abajo respectivas para su uso por los transceptores 110 para la estimación de diafonía de aguas abajo, y las secuencias de pilotos de aguas arriba para su uso por los transceptores 210 para la estimación de diafonía de aguas arriba. Las secuencias de pilotos que se asignan activamente a las líneas de transmisión se indican como $\{S_n\}_{n=1..N}$, y se eligen a partir de un conjunto de secuencias de pilotos mutuamente ortogonales 131.
- 35 La VCU 130 reserva adicionalmente *M* secuencias de pilotos $\{T_m\}_{m=1..M}$ a partir del conjunto de secuencias de pilotos mutuamente ortogonales 131 solo para la detección de errores de anulación de correspondencia: estas secuencias de pilotos no están asignadas a línea de transmisión alguna.
- 40 El tamaño del conjunto de secuencias de pilotos mutuamente ortogonales 131 será por lo tanto más grande que $N + M$ y, por lo tanto, será la longitud de las secuencias de pilotos $\{S_n\}_{n=1..N}$ y $\{T_m\}_{m=1..M}$ con el fin de satisfacer el requisito de ortogonalidad.
- 45 Como alternativa, la VCU 130 puede asignar secuencias de pilotos a un conjunto limitado de las líneas de transmisión, liberando de ese modo algunas secuencias de pilotos para la detección de errores de anulación de correspondencia. Debido a que no puede aprenderse la diafonía a partir de líneas a las que no está asignada secuencia de pilotos alguna, la VCU 130 necesita volver a asignar los pilotos activos durante una ronda de estimación de diafonía posterior con el fin de adquirir los coeficientes de diafonía para la totalidad del grupo de vectorización.
- La VCU 130 recoge los respectivos errores de divisor en sectores $\{E_n\}_{n=1..N}$ tal como se miden durante la detección de los dígitos de piloto por los transceptores remotos 210 para la comunicación de aguas abajo, y por los transceptores locales 110 para la comunicación de aguas arriba.
- 50 Con respecto a la figura 3A, y suponiendo que se usa BPSK para modular y desmodular la señal piloto, el error de divisor en sectores se define como el vector de error 331 entre una muestra de frecuencia de recepción igualada 311 después de la pre-compensación o la post-compensación de diafonía, y un punto de constelación de referencia que ha sido seleccionado por el receptor para la anulación de correspondencia de la muestra de frecuencia de recepción 311, en la actualidad el punto de constelación 321, el cual se corresponde con el estado normal (+1).
- 55 El punto de constelación 322, el cual se corresponde con el estado invertido (-1), se ha representado también en la figura 3A, junto con la línea límite de decisión 340 para la anulación de correspondencia de la muestra de frecuencia

de recepción. Si la muestra de frecuencia de recepción 311 pertenece al semiplano derecho superior que está delimitado por la línea límite de decisión 340, entonces el punto de constelación 321 (+1) se selecciona como que es la muestra de frecuencia de transmisión más probable; de lo contrario, si la muestra de frecuencia de recepción 310 pertenece al semiplano izquierdo inferior, entonces el punto de constelación 322 (-1) se selecciona como que es la muestra de frecuencia de transmisión más probable.

Con respecto ahora a la figura 3B, y suponiendo aún que se usa BPSK para modular y desmodular la señal piloto, se representa otra muestra de frecuencia recibida 312 que cruza la línea límite de decisión 340 debido a la fuerte diafonía en la que se incurre a lo largo de la línea de transmisión. Como resultado, el receptor anula la correspondencia de la muestra de frecuencia de recepción sobre el punto de constelación erróneo 322 (-1), a pesar de que se transmitió el estado normal 321 (+1) y, por lo tanto, notificar el vector de error erróneo 332, sesgando de ese modo de forma sustancial el procedimiento de estimación de diafonía.

La VCU 130 correlaciona las muestras de error E_n sobre una línea víctima respectiva L_n con la secuencia de pilotos S_m transmitida a lo largo de una línea perturbadora respectiva L_m con el fin de estimar los coeficientes de diafonía a partir de la línea perturbadora L_m a la línea víctima L_n .

La VCU 130 también correlaciona las muestras de error E_n con cada una de las secuencias de pilotos sin asignar $\{T_m\}_{m=1..M}$ con el fin de determinar si está presente cualquier error de anulación de correspondencia en las muestras de error. De ser así, la VCU 130 emprende algunas acciones correctivas, tales como descartar una nueva estimada de diafonía en base a estas muestras de error corrompidas, o aplicar un peso más bajo a esta nueva estimada de diafonía cuando se combina con una estimada de diafonía previa o con una estimada de diafonía a una frecuencia cercana.

La VCU 130 correlaciona adicionalmente las muestras de error E_n con cada una de las secuencias de pilotos sin asignar $\{T_m\}_{m=1..M}$ con el fin de caracterizar la varianza del ruido que afecta a una nueva estimada de diafonía y, por lo tanto, de determinar cómo de fiable es esta nueva estimada de diafonía. Esta información de fiabilidad se puede usar adicionalmente cuando se combina esta nueva estimada de diafonía con una estimada de diafonía previa o con una estimada de diafonía a una frecuencia cercana, por ejemplo usando combinación de varianza mínima.

Se da a continuación un modelo matemático para un sistema de DSL según la figura 2, y se obtiene una estadística fiable para detectar errores de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas para su uso por la VCU 130.

Modelo de canal

Considérese un sistema con N líneas DSL en un grupo de vectorización. La comunicación tiene lugar sobre K tonos de DMT, que se etiquetan de 0 a $K - 1$. Se puede pensar en los tonos como en unos canales independientes; se centra la atención en un tono específico k . En general se usará un superíndice tal como $x^{(k)}$ para indicar el índice de tono siempre que sea necesario. Se consideran las operaciones tanto de aguas abajo como de aguas arriba.

En un modelo en el dominio de la frecuencia del sistema, sean las señales complejas $\Lambda x^{(k)}$ el vector de señales complejas que se va a enviar aguas abajo sobre las líneas L_1 a L_N sobre el tono k , en donde Λ es una matriz diagonal con unas entradas $\Lambda_{nn} = \sigma_n$, en donde σ_n^2 es la potencia de transmisión sobre la línea L_n , y en donde x_n es una señal compleja de potencia unidad que se va a transmitir aguas abajo a la línea L_n . Entonces, en ausencia de vectorización, la señal recibida en los receptores 210 es:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H} \Lambda \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}},$$

en la que \mathbf{H} es una matriz de canal $N \times N$, con el elemento H_{nn} representando la ganancia de canal directa y el elemento H_{nm} representando la diafonía a partir de la línea L_m a la línea L_n , y en donde $\tilde{\mathbf{z}}$ representa el ruido de fondo.

Si se aplica precodificación con una matriz de precodificación $\mathbf{P} = \mathbf{I} + \mathbf{C}$, se tiene:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{R}} \Lambda \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}},$$

en la que $\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{C})$ es la matriz de canal residual.

Se descompone la matriz de canal como $\mathbf{H} = \mathbf{D} (\mathbf{I} + \mathbf{G})$, en la que \mathbf{D} es una matriz diagonal de ganancias directas $D_{nn} = H_{nn}$, y \mathbf{G} es la matriz de canal de diafonía relativa referida al receptor con unas entradas $G_{nm} = H_{nm} / H_{nn}$ para $m \neq n$ y $G_{nn} = 0$.

Antes de dividir en sectores la señal recibida sobre una cuadrícula fija, la señal recibida pasa a través de un igualador en el dominio de la frecuencia (FEQ, *Frequency domain Equalizer*), y se compensa la potencia de transmisión. El resultado de estas dos operaciones es la señal recibida normalizada:

$$\mathbf{r} = \Lambda^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{r}} = \Lambda^{-1} \mathbf{R} \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{z} = \mathbf{x} + \Lambda^{-1} \Theta \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{z} ,$$

en la que $\mathbf{R} = \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{R}} = (\mathbf{I} + \mathbf{G})(\mathbf{I} + \mathbf{C})$ y $\mathbf{z} = \Lambda^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{z}}$ son la matriz de canal residual normalizada y el ruido de fondo respectivamente, y en la que $\Theta = \mathbf{R} - \mathbf{I} = \mathbf{G} + \mathbf{C} + \mathbf{GC}$ es la matriz de canal de diafonía residual normalizada.

5 Durante los símbolos de SINC, los valores transmitidos x_n pueden ser estimados con una fiabilidad elevada por el receptor 210_n, y restarse de la señal recibida para formar una señal de error. En forma vectorial, la señal de error viene dada por:

$$\mathbf{e} = \mathbf{r} - \mathbf{x} = \Lambda^{-1} \Theta \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (1).$$

Cuando la realimentación de error es operacional, estos valores de error complejos se envían de vuelta al VCE, y se pueden usar para estimar la matriz de canal de diafonía residual normalizada Θ , la cual deseamos llevar a cero.

10 Sean ahora las señales complejas $\Lambda \mathbf{x}$ el vector de señales complejas que se va a enviar aguas arriba sobre las líneas L_1 a L_N sobre el tono k , en donde Λ es una matriz diagonal con unas entradas $\Lambda_{nn} = \sigma_n$, en la que σ_n^2 es la potencia de transmisión sobre la línea L_n , y en donde x_n es una señal compleja de potencia unidad que se va a transmitir aguas arriba a la línea L_n . Entonces, en ausencia de vectorización, la señal recibida en los receptores 110 es:

$$15 \quad \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H} \Lambda \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}} ,$$

en la que \mathbf{H} es una matriz de canal $N \times N$, con el elemento H_{nn} representando la ganancia de canal directa y el elemento H_{nm} representando la diafonía a partir de la línea L_m a la línea L_n , y en la que $\tilde{\mathbf{z}}$ representa el ruido de fondo.

20 En el sentido de aguas arriba, se descompone la matriz de canal como $\mathbf{H}(\mathbf{I} + \mathbf{G})\mathbf{D}$, en la que \mathbf{D} es una matriz diagonal de ganancias directas $D_{nn} = H_{nn}$, y en la que \mathbf{G} es la matriz de diafonía relativa referida al transmisor con unas entradas $G_{nm} = H_{nm} / H_{mm}$ para $m \neq n$ y $G_{nn} = 0$.

25 El uso de diferentes notaciones aguas abajo y aguas arriba es útil. Una propiedad importante es que, con estas notaciones, los coeficientes de diafonía relativa son por lo general mucho más pequeños que la unidad, incluso cuando se encuentran presentes unas líneas de diferentes longitudes. En aguas abajo, los canales tanto H_{nm} como H_{nn} tienen la misma distancia de propagación; la distancia es una función del receptor 210_n. En aguas arriba por otro lado, son los canales H_{nm} y H_{mm} los que cubren la misma distancia de propagación; en el presente caso, la distancia es una función del transmisor 210_m.

30 Se aplica postcodificación con una matriz de postcodificación $\mathbf{Q} = \mathbf{I} + \mathbf{C}$, seguida por una igualación de frecuencia (FEQ, *frequency equalization*), que se representa mediante una matriz diagonal \mathbf{F} , y una normalización de potencia. El receptor adapta \mathbf{F} para que sea la inversa del canal postcodificado $(\mathbf{I} + \mathbf{C})\mathbf{H}$, lo cual en el caso de una diafonía pequeña, da $\mathbf{F} \approx \mathbf{D}^{-1}$. La señal compensada después de estas tres operaciones por lo tanto viene dada por:

$$\mathbf{y} = \Lambda^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{I} + \mathbf{C}) \tilde{\mathbf{r}} = \Lambda^{-1} \mathbf{F} \mathbf{R} \mathbf{D} \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{z} ,$$

en la que $\mathbf{R} = (\mathbf{I} + \mathbf{C})(\mathbf{I} + \mathbf{G})$ es la matriz de canal residual normalizada y en la que el término de ruido es $\mathbf{z} = \Lambda^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{I} + \mathbf{C}) \tilde{\mathbf{z}} \approx \Lambda^{-1} \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{z}}$.

35 El término de ruido depende de los ajustes de postcodificador, pero esta dependencia se puede ignorar si los coeficientes de \mathbf{C} son pequeños en relación con la unidad, tal como debería ser el caso en la práctica.

En general, se define que $\Theta = \mathbf{R} - \mathbf{I}$ es la matriz de canal de diafonía residual normalizada. Deseamos llevar esta diafonía residual a cero.

40 Durante los símbolos de SINC, los valores transmitidos x_n pueden ser estimados con una fiabilidad elevada por el receptor 110_n, y restarse de la señal compensada \mathbf{r} para formar una señal de error. En forma vectorial, la señal de error viene dada por:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{x} = \Lambda^{-1} \mathbf{F} \Theta \mathbf{D} \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (2).$$

Cuando la realimentación de error es operacional, estos valores de error complejos se reenvían al VCE 130, y se pueden usar para estimar el canal de diafonía residual Θ , el cual deseamos llevar a cero.

45 **Algoritmo de Estimación de Diafonía**

Debido a que la puesta en correspondencia a partir del canal de diafonía residual Θ con las muestras de error \mathbf{e} es

muy similar en aguas abajo (1) y en aguas arriba (2), el resto de la presente descripción es en gran parte común para aguas arriba y aguas abajo. No obstante, se debería tener presente que la cantidad \mathbf{z} tiene un significado ligeramente diferente en aguas arriba frente a en aguas abajo. Asimismo, cuando se hace referencia a la diafonía relativa \mathbf{G} referida al receptor cuando se describe la comunicación de aguas abajo, esta se debería sustituir por la diafonía relativa \mathbf{G} referida al transmisor cuando se describe la comunicación de aguas arriba.

Para la estimación de diafonía basada en pilotos, se envían secuencias de pilotos sobre los símbolos de SINC. Es decir, se define una matriz de pilotos $N \times L$ \mathbf{S} , en donde S_{nt} es un valor binario '1' o '-1', que modulará el símbolo complejo que se envía sobre la línea n en el tiempo t . La secuencia se repite con un periodo L , que es el valor que se envía en el tiempo t es $S_{n\tau}$ con $\tau = t \bmod L$. Se elige \mathbf{S} para que sea ortogonal, lo que quiere decir que $\mathbf{S}\mathbf{S}^T = \mathbf{L}\mathbf{I}$, es decir, \mathbf{L} multiplicada por la matriz identidad $N \times N$.

Indíquese mediante $\mathbf{a} = (1 + j) / \sqrt{2}$ el punto de constelación de 4-QAM 00, con cambio de escala hasta la potencia unidad, con $-\mathbf{a}$ el punto 11. Los valores que se envían sobre el periodo de símbolos de SINC t son entonces $x_n(t) = \mathbf{a}S_{nt}$.

Para aguas abajo, los símbolos de error que se reciben sobre todas las líneas a lo largo de L símbolos de SINC consecutivos se pueden escribir en notación matricial $N \times L$ como:

$$\mathbf{E} = \mathbf{a}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{\Theta}\mathbf{\Lambda}\mathbf{S} + \mathbf{Z} .$$

La correlación de la secuencia de muestras de error que se reciben sobre cada línea con cada una de las secuencias de pilotos se puede representar en notación matricial al multiplicar por la derecha la matriz de error \mathbf{E} por la traspuesta de la secuencia de pilotos. Las correlaciones sin normalizar resultantes son de la forma:

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}\mathbf{S}^T = \mathbf{a}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{\Theta}\mathbf{\Lambda}\mathbf{S}\mathbf{S}^T + \mathbf{Z}\mathbf{S}^T = \mathbf{a}\mathbf{L}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{\Theta}\mathbf{\Lambda} + \mathbf{Z}\mathbf{S}^T .$$

Obsérvese que esta operación de correlación solo comporta sumar y restar unas muestras de error complejas - no se requiere multiplicación alguna. Por último, las correlaciones sin normalizar se normalizan para obtener unas estimadas no sesgadas de la diafonía residual. En concreto:

$$\hat{\Theta}_{nm} = U_{nm} \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{1}{\mathbf{a}\mathbf{L}} \right) = \Theta_{nm} + W_{nm} \quad (3) ,$$

en la que el término de ruido es:

$$W_{nm} = \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{1}{\mathbf{a}\mathbf{L}} \right) \sum_{t=0}^{L-1} Z_{nt} S_{mt} .$$

Un rápido cálculo muestra que la varianza de la estimada de diafonía es:

$$\text{var}[\hat{\Theta}_{nm}] = \mathbf{E}[|W_{nm}|^2] = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_m^2} \right) \frac{\mathbf{E}[|Z_n|^2]}{\mathbf{L}} .$$

Para aguas arriba ahora, los símbolos de error que se reciben sobre las líneas L_1 a L_n a lo largo de L símbolos de SINC consecutivos se pueden escribir en notación matricial $N \times L$ como:

$$\mathbf{E} = \mathbf{a}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{\Theta}\mathbf{D}\mathbf{\Lambda}\mathbf{S} + \mathbf{Z} .$$

La correlación de la secuencia de muestras de error que se reciben sobre cada línea con cada una de las secuencias de pilotos se puede representar en notación matricial al multiplicar por la derecha la matriz de error \mathbf{E} por la traspuesta de la secuencia de pilotos. Las correlaciones sin normalizar resultantes son de la forma:

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}\mathbf{S}^T = \mathbf{a}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{\Theta}\mathbf{D}\mathbf{\Lambda}\mathbf{S}\mathbf{S}^T + \mathbf{Z}\mathbf{S}^T = \mathbf{a}\mathbf{L}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{\Theta}\mathbf{D}\mathbf{\Lambda} + \mathbf{Z}\mathbf{S}^T .$$

Obsérvese una vez más que esta operación de correlación solo comporta sumar y restar unas muestras de error complejas - no se requiere multiplicación alguna. Por último, las correlaciones sin normalizar se normalizan para obtener unas estimadas no sesgadas de la diafonía residual. En concreto:

$$\hat{\Theta}_{nm} = U_{nm} \left(\frac{\sigma_n}{F_{nn} H_{nm} \sigma_m} \right) \left(\frac{1}{\mathbf{a}\mathbf{L}} \right) = \Theta_{nm} + W_{nm} \quad (4) ,$$

en la que el término de ruido es:

$$W_{nm} = \left(\frac{\sigma_n}{F_{nn} H_{nm} \sigma_m} \right) \left(\frac{1}{aL} \right) \sum_{t=0}^{L-1} Z_{nt} S_{mt} .$$

Un rápido cálculo muestra que la varianza de la estimada de diafonía es:

$$\text{var}[\hat{\Theta}_{nm}] = E[|W_{nm}|^2] = \left(\frac{\sigma_n^2}{|F_{nn}|^2 |H_{nm}|^2 \sigma_m^2} \right) \frac{E[|Z_n|^2]}{L} .$$

5 **Impacto de los Errores de anulación de correspondencia**

En la sección previa, se supuso que el receptor tenía una estimada correcta de los símbolos de piloto transmitidos aS_{nt} . Dependiendo de las condiciones de ruido y de interferencia, y del procedimiento de estimación que es usado por el receptor, puede que esta suposición no siempre sea cierta.

10 En lo que sigue, se supone que el receptor siempre anula la correspondencia en uno de los cuatro puntos de constelación de QPSK de forma independiente para cada sub-portadora (lo cual es la peor situación), y se examinan las consecuencias que tienen lugar cuando el punto al cual se le anula la correspondencia no es igual a aS_{nt} .

La realimentación de error que se recibe sobre todas las líneas en un ciclo de piloto es:

$$\mathbf{E} = \mathbf{a} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{\Lambda} \mathbf{S} + \mathbf{Z} - \mathbf{a} \hat{\mathbf{S}} ,$$

en la que $\hat{\mathbf{S}}$ es la matriz de señales a las que se ha anulado la correspondencia.

15 Se puede escribir $\hat{a}S_{nt} = (a - \sqrt{2}U_{nt} - i\sqrt{2}V_{nt}) S_{nt}$, en la que $U_{nt} \in \{0, 1\}$ representa el número de errores de anulación de correspondencia reales y $V_{nt} \in \{0, 1\}$ representa el número de errores de anulación de correspondencia imaginarios realizados por el receptor n en el tiempo t. En la mayor parte de los casos (es decir, la mayor parte de los tonos en la mayor parte de las topologías) las matrices \mathbf{U} y \mathbf{V} son nulas. En muchos otros casos, \mathbf{U} y \mathbf{V} pueden ser matrices dispersas, que contienen unos pocos elementos no nulos. Para los tonos con una SNR muy baja, \mathbf{U} y \mathbf{V}

20 podrían ser densas. Para simplificar la notación, también se puede definir $\mathbf{W} = \mathbf{a} \mathbf{S} - \mathbf{a} \hat{\mathbf{S}} = \sqrt{2} (\mathbf{U} + i\mathbf{V}) \circ \mathbf{S}$. En el presente caso, la operación $\mathbf{C} = \mathbf{A} \circ \mathbf{B}$ indica la multiplicación de matrices elemento a elemento, es decir, $C_{nm} = A_{nm} B_{nm}$ para cada índice de fila n e índice de columna m. Entonces se tiene:

$$\mathbf{E} = \mathbf{a} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{\Lambda} \mathbf{S} + \mathbf{Z} - \mathbf{a} \mathbf{S} + \mathbf{W} = \mathbf{a} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{\Theta} \mathbf{\Lambda} \mathbf{S} + \mathbf{Z} + \mathbf{W} ,$$

en la que Z es el ruido de fondo y W el error de anulación de correspondencia.

25 Aplicando el algoritmo de estimación de diafonía lineal que se ha descrito previamente, se obtiene el mismo resultado que antes (una estimada no sesgada de Θ), más un término adicional debido a \mathbf{W} . El término adicional, en forma matricial, es:

$$\mathbf{\Psi} = \frac{1}{aL} \mathbf{\Lambda} \mathbf{W} \mathbf{S}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} .$$

La estimada de Θ_{nm} por lo tanto es corrompida por un término:

30
$$\Psi_{nm} = \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{1}{aL} \right) \sum_{t=0}^{L-1} W_{nt} S_{mt} .$$

Considerando una línea víctima particular L_n , solo es necesario que la suma se realice sobre los símbolos de SINC que experimentan un error de anulación de correspondencia, es decir, los términos con $W_{nt} = 0$ se apartan de la suma.

Supóngase que hay solo un error de anulación de correspondencia único, póngase por caso $U(n, \tau) = 1$. Entonces

35 para cada perturbador L_m , el término de corrupción es $\Psi_{nm} = \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{\sqrt{2}}{aL} \right) S_{n\tau} S_{m\tau}$ con magnitud

$|\Psi_{nm}| = \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{\sqrt{2}}{L} \right)$. Si la estimada resultante se usa para adaptar directamente el precodificador, entonces a un

primer orden, el error de anulación de correspondencia aumenta la interferencia a partir de cada perturbador en un factor aditivo de $\left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_m^2}\right)\left(\frac{2}{L^2}\right)$, de tal modo que la interferencia sobre una línea víctima L_n aumenta en un total de

$\left(\frac{2}{L^2}\right)\sum_m \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_m^2}\right)$. En un sistema con cancelación parcial, la suma es a lo largo de los perturbadores cancelados

5 debido a que el término de error solo se acumula para coeficientes de precodificador no nulos. Cuando los niveles de potencia son aproximadamente iguales sobre todas las líneas, el efecto de un único error es añadir una interferencia relativa de intensidad $2N_d / L^2$, en la que N_d es el número de perturbadores cancelados.

10 Por ejemplo, en un sistema con unos pilotos de longitud $L = 256$ y $N_d = 96$ perturbadores cancelados, un error de anulación de correspondencia único limitará la relación de señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) de la línea víctima a $-10 \log_{10}((2 \times 96) / (256 \times 256)) = 25\text{dB}$ (cuando la potencia de señal se normaliza a la unidad). Unos errores de anulación de correspondencia adicionales sobre la línea víctima dada dan lugar a un aumento aproximadamente lineal en la interferencia; por lo tanto si la línea experimentó 10 errores de anulación de correspondencia a lo largo de 256 símbolos de SINC, entonces la SNR se limitaría a aproximadamente 15 dB en el presente ejemplo.

15 Cuando el precodificador se refina a lo largo de múltiples ciclos de estimación, entonces el número de errores de anulación de correspondencia puede cambiar con el tiempo. Puede ocurrir que un error de anulación de correspondencia dé lugar a una interferencia que hace más probables unos errores de anulación de correspondencia adicionales, hasta que el sistema converge a un precodificador que es muy bueno en la realización de errores de anulación de correspondencia. Por otro lado, el sistema también puede converger hacia el ideal, con el número de errores de anulación de correspondencia disminuyendo con el tiempo.

20 Ahora, determínese el impacto de los errores de anulación de correspondencia sobre la exactitud de la estimación de diafonía. Se pondrá el foco en primer lugar en la estimación de la exactitud de cada fila de la matriz estimada. Esto es útil con o sin errores de anulación de correspondencia.

25 La idea clave es que la correlación de la realimentación de error con pilotos sin asignar, ortogonales a los pilotos en uso sobre las líneas activas, proporciona una buena estimada estadística del nivel de ruido y de artefactos de anulación de correspondencia que afectan a la estimada de diafonía residual.

Considérese que \mathbf{E}_n es la n -ésima fila de la matriz de realimentación de error, que representa la realimentación de error sobre la línea L_n a lo largo de L símbolos de SINC. Se tiene:

$$\mathbf{E}_n = a\sigma_n^{-1}\Theta_n \Lambda \mathbf{S} + \mathbf{Z}_n + \mathbf{W}_n .$$

Si se correlaciona esta realimentación de error con un piloto asignado \mathbf{S}_m , se obtiene:

30
$$\rho_n(\mathbf{S}_m) := \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{S}_m^T}{L} = a\sigma_n^{-1}\Theta_{nm}\sigma_m + \frac{\mathbf{Z}_n \cdot \mathbf{S}_m^T}{L} + \frac{\mathbf{W}_n \cdot \mathbf{S}_m^T}{L} .$$

El primer término es la estimada correcta de Θ_{nm} (antes de los ajustes de potencia y la división por a), al tiempo que el segundo término representa la influencia del ruido de fondo y el tercer término representa la influencia de los errores de anulación de correspondencia.

35 Sea \mathbf{T}_m una matriz $1 \times L$ que es una secuencia de pilotos sin asignar ortogonales a los pilotos asignados \mathbf{S} . Si se correlaciona la realimentación de error con el piloto sin asignar \mathbf{T}_m , entonces el término que está asociado con el canal de diafonía residual se aparta, y queda solo un término de ruido y un término de error de anulación de correspondencia:

$$\rho_n(\mathbf{T}_m) := \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} = \frac{\mathbf{Z}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} + \frac{\mathbf{W}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} .$$

40 Mediante el examen del tamaño del resultado, se obtiene una buena idea del tamaño de los errores de anulación de correspondencia y de ruido y que afectan a las estimadas de diafonía.

45 Un análisis exacto de este problema se ve complicado por el hecho de que \mathbf{W} depende de \mathbf{S} y \mathbf{Z} . Para realizar un cierto avance, se pueden realizar algunas aproximaciones de independencia. Estas ciertamente no son ciertas cuando los pilotos tienen unas estructuras deterministas y repetitivas (como en las matrices de Walsh - Hadamard ordinarias). No obstante, cuando los pilotos se extraen de estructuras de Walsh - Hadamard aleatorizadas, y el número de pilotos asignados y sin asignar N y M no es demasiado pequeño, determinadas aproximaciones

aleatorias parecen funcionar razonablemente bien. En particular, adoptando el punto de vista de que \mathbf{W} es fija, y de que \mathbf{Z} y \mathbf{T}_m son aleatorias, de media cero e independientes, se tiene:

$$E[|\rho_n(\mathbf{T}_m)|^2] = \frac{1}{L} E[|Z_n|^2] + \frac{1}{L^2} E[\|\mathbf{W}_n\|^2] = \frac{1}{L} E[|Z_n|^2] + \frac{1}{L^2} \|\mathbf{W}_n\|^2 .$$

5 Realizando unas aproximaciones similares con respecto a \mathbf{W} , \mathbf{S}_m , y \mathbf{Z} , la magnitud esperada al cuadrado de los términos de error en $\rho_n(\mathbf{S}_m)$ es aproximadamente la misma, en concreto

$$E[|\rho_n(\mathbf{S}_m)|^2] = \frac{1}{L} E[|Z_n|^2] + \frac{1}{L^2} E[\|\mathbf{W}_n\|^2] = \frac{1}{L} E[|Z_n|^2] + \frac{1}{L^2} \|\mathbf{W}_n\|^2 .$$

Por lo tanto, para obtener una estimada de la varianza del resultado de correlación $\rho_n(\mathbf{S}_m)$ de los inventores de la presente invención, se pueden tomar varios pilotos sin asignar \mathbf{T}_m y calcular la media empírica de $|\rho_n(\mathbf{T}_m)|^2$. Por

último, debido a que $\hat{\Theta}_{nm} = \rho_n(\mathbf{S}_m) \left(\frac{\sigma_n}{\sigma_m} \right) \left(\frac{1}{a} \right)$, la varianza de la $\hat{\Theta}_{nm}$ es $\left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_m^2} \right) \text{var}(\rho_n(\mathbf{S}_m))$.

10 **Detección de Errores de Anulación de Correspondencia**

Mediante la realización de un procesamiento de señales sobre los resultados de correlación sin asignar $\rho_n(\mathbf{T}_m)$, se puede intentar detectar la presencia de errores de anulación de correspondencia, determinar cuántos errores reales e imaginarios hay, o incluso intentar identificar el símbolo de SINC en el que tuvieron lugar los errores. En el presente caso, se pondrá el foco en el problema de la detección de si está presente al menos un error de anulación de correspondencia.

15 En esta sección, se diseñan unas pruebas óptimas y casi óptimas para determinar si está presente un error de anulación de correspondencia único. Habiendo diseñado una prueba aceptable para este caso, entonces se puede verificar que esta da un rendimiento aceptable para múltiples errores de anulación de correspondencia.

Se está interesado en una prueba entre dos hipótesis:

- 20 - H_0 : Sin error de anulación de correspondencia
 - H_1 : Se encuentra presente un error de anulación de correspondencia único.

Considérese la expresión previa para los resultados de la correlación de un piloto sin asignar \mathbf{T}_m con la realimentación de error sobre una línea víctima particular:

$$\rho_n(\mathbf{T}_m) = \frac{\mathbf{Z}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} + \frac{\mathbf{W}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} \quad (5) .$$

25 En lo que sigue, es conveniente volver a normalizar $\tilde{\rho}_n(\mathbf{T}_m) = \frac{L}{\sqrt{2}} \rho_n(\mathbf{T}_m)$, como de tal modo que los errores de

anulación de correspondencia normalizados $\tilde{\mathbf{W}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}$ caen sobre la cuadrícula de números enteros complejos.

Déjese también de lado el subíndice n (debido a que podemos centrarnos en una línea víctima particular), y úsese el subíndice m para hacer referencia a la secuencia de pilotos \mathbf{T}_m . Entonces se tiene:

$$\tilde{\rho}_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{t=0}^{L-1} Z_t T_{mt} + \sum_{t=0}^{L-1} \tilde{W}_t T_{mt} .$$

30 Con la hipótesis nula, $W_t = 0$ para todos los símbolos de SINC t , debido a que se tiene que ρ_m se distribuye de forma normal compleja con varianza $\eta^2 = (L/2) \text{var}[Z_i]$ con la hipótesis no nula, hay un símbolo particular τ de tal modo que W_τ tiene uno de los valores en el conjunto $\{1, -1, i, -i\}$, y $W_t = 0$ para todos los otros símbolos de SINC t . Entonces se puede escribir:

$$\tilde{\rho}_m = \mathbf{Z} + \tilde{\mathbf{W}}_\tau \mathbf{T}_{m\tau} ,$$

35 en la que z es el ruido normal complejo con varianza η^2 . Se pueden modelar los valores de piloto $T_{m\tau}$ como valores equiprobables aleatorios a partir de $\{1, -1\}$, y $\tilde{\mathbf{W}}_\tau$ como tomando sus cuatro valores con igual probabilidad independiente de $T_{m\tau}$.

También es útil introducir la notación γ para la SNR en el receptor debido al ruido de fondo (no la interferencia). A

veces se hace referencia a esto como la SNR de usuario único, debido a que esta es la SNR que se obtiene cuando solo se encuentra activo un usuario. Para relacionar γ con las cantidades previamente definidas, obsérvese que Z_t es el término de ruido de fondo en una muestra de error dada, y que la potencia de señal a esta escala es 2 debido a que los puntos de constelación son $\pm(1 + i)$. Por lo tanto, en escala lineal:

5
$$\gamma = 2 / \text{Var}[Z_t] = L / \eta^2 .$$

Se tiene ahora una prueba de hipótesis bien definida. El lema de Neyman - Pearson proporciona una técnica para obtener las mejores compensaciones recíprocas posibles entre los errores de detección de falsos positivos (es decir, un error de anulación de correspondencia se detecta a pesar de que ninguno tuvo lugar) y de falsos negativos (es decir, no se detecta error de anulación de correspondencia alguno a pesar de que sí tuvo lugar uno en la práctica) en una prueba de este tipo. Las pruebas óptimas son de la siguiente forma.

Supóngase que se correlaciona la realimentación de error de los inventores de la presente invención con un conjunto de M pilotos sin asignar para obtener un vector $\tilde{\rho} = [\tilde{\rho}_m]_1^M$. Se calcula la relación de probabilidad

10
$$L(\tilde{\rho}) = \frac{P_1\{\tilde{\rho}\}}{P_0\{\tilde{\rho}\}}$$
, es decir, la probabilidad de que el vector $\tilde{\rho}$ tenga lugar con la hipótesis no nula en relación con la

15 probabilidad de que este tenga lugar con la hipótesis nula, y se declara una detección si la relación supera un cierto umbral especificado θ . Al variar el umbral, las tasas de detección de falsos positivos y de falsos negativos se pueden someter a compensación recíproca. Por ejemplo, se puede reducir al mínimo la tasa de falsos positivos quedando sujeto a mantener la tasa de falsos negativos por debajo del nivel prescrito.

Si la relación de probabilidad se puede expresar como una función de otra función de $\tilde{\rho}$, por ejemplo si se puede escribir $L(\tilde{\rho}) = f(g(\tilde{\rho}))$, entonces es suficiente calcular la estadística $g(\tilde{\rho})$ y comparar este valor con un umbral apropiado. Para el problema que se ha planteado en lo que antecede, se puede poner por escrito de forma explícita la relación de probabilidad y simplificar esta a una estadística suficiente. Si se escriben las partes real e imaginaria de $\tilde{\rho}_m$ como $\tilde{\rho}_m = u_m + i v_m$, una estadística suficiente resulta ser:

20
$$g_1(\tilde{\rho}) = \frac{\eta^2}{M} \log \left[\prod_m \left(e^{u_m/\eta^2} + e^{-u_m/\eta^2} \right) + \prod_m \left(e^{v_m/\eta^2} + e^{-v_m/\eta^2} \right) \right] .$$

Para η^2 pequeño, esta estadística suficiente queda bien aproximada por una función más simple:

25
$$\tilde{g}_1(\tilde{\rho}) = \max \left\{ \frac{1}{M} \sum_m |u_m|, \frac{1}{M} \sum_m |v_m| \right\} \quad (6) .$$

Una prueba sub-óptima se puede diseñar mediante la comparación de esta estadística más simple con un umbral.

Afortunadamente, resulta que las pruebas en base a la estadística simplificada son virtualmente indistinguibles de las pruebas óptimas en los escenarios en los que se está interesado. También se pueden usar otras estadísticas relacionadas. El requisito clave es que la distribución de la estadística cuando no se encuentra presente error de anulación de correspondencia alguna debería ser tan diferente como fuera posible de la distribución de la estadística cuando se encuentran presentes errores de anulación de correspondencia.

35 Diseñese ahora una prueba apropiada para detectar dos errores de anulación de correspondencia. Ya se ha visto en los resultados de rendimiento que en algunos casos, dos errores de anulación de correspondencia pueden ser más difíciles de detectar que uno. Esto es debido a que en (5), es posible tener $W_t T_{mt} = -W_s T_{ms}$ para dos símbolos de SINC t y s , de tal modo que los dos errores se cancelan entre sí en la correlación con T_m . Este problema puede tener lugar si los errores W_t y W_s son ambos reales, o son ambos imaginarios (a los que se puede hacer referencia como gemelos idénticos). Si uno es real y el otro imaginario (gemelos mellizos), entonces estos no se pueden cancelar entre sí: esta situación siempre es más fácil de detectar que un único error. En lo que sigue, por lo tanto se pone el foco en el caso de los gemelos idénticos.

40 Se pueden definir unas pruebas de hipótesis óptimas para los dobles errores de anulación de correspondencia, siguiendo el mismo enfoque que en lo que antecede para los errores de anulación de correspondencia únicos. No obstante, debido a que los errores únicos son más comunes que los dobles errores, y debido a que la métrica que se optimiza para errores únicos parece funcionar bien para los dobles errores, solo se usa la métrica de error único como la estadística de prueba de los inventores de la presente invención. En la siguiente sección se describe cómo 45 determinar umbrales de prueba teniendo en cuenta los errores tanto únicos como dobles.

Dependencia de la estadística de prueba del nivel de SNR

Ahora que se ha elegido una estadística de prueba particular a usar, \tilde{g}_1 , es necesario que se entienda cómo la distribución de esta estadística depende de las diversas hipótesis de los inventores de la presente invención y del nivel de ruido de fondo. Se empieza con las siguientes identidades. Sea $A_\mu, \lambda = |\mu + \lambda Z|$ el valor absoluto de una variable de distribución normal con media μ y varianza λ^2 . Por conveniencia, se indican la media y varianza de A_μ, λ mediante $m(\mu, \lambda)$ y $v(\mu, \lambda)$ respectivamente. Entonces:

$$m(\mu, \lambda) := E[A_{\mu, \lambda}] = \sqrt{2/\pi} \lambda e^{-\mu^2/2\lambda^2} + |\mu| (1 - 2Q(|\mu|/\lambda)),$$

en la que Q indica la función Q, y debido a que:

$$E[|A_{\mu, \lambda}|^2] = \mu^2 + \lambda^2,$$

10 se tiene:

$$v(\mu, \lambda) := \text{var}[A_{\mu, \lambda}] = \mu^2 + \lambda^2 - m(\mu, \lambda)^2.$$

Se pueden usar estas cantidades para analizar la distribución de la estadística de prueba \tilde{g}_1 (\tilde{p}) en los diversos casos. Obsérvese que en el modelo \tilde{p}_m de los inventores de la presente invención es una variable aleatoria que consiste en una suma de dos partes. El término de ruido, el cual es el mismo con todas las hipótesis, es una normal compleja con varianza $\eta^2 = L/\gamma$, de tal modo que las componentes real e imaginaria tienen varianza $\lambda^2 = \eta^2/2 = L/2\gamma$. El término de error de anulación de correspondencia es una variable aleatoria que adopta valores sobre la cuadrícula de números enteros complejos, cuya distribución depende de la hipótesis.

Recuérdese la definición de \tilde{g}_1 en (6). Por conveniencia, defínase la notación:

$$S_r = \frac{1}{M} \sum_m |u_m|$$

20 y

$$S_i = \frac{1}{M} \sum_m |v_m|,$$

de tal modo que:

$$\tilde{g}_1(\tilde{p}) = \max\{S_r, S_i\}.$$

Debido a que S_r y S_i son independientes, la Función de Distribución Acumulativa (CDF, *Cumulative Distribution Function*) $F(\tau, \tilde{g}_1)$ de la estadística de prueba se puede expresar como el producto de las CDF de S_r y S_i debido a que:

$$P\{\tilde{g}_1 \leq \tau\} = P\{S_r \leq \tau \cap S_i \leq \tau\} = P\{S_r \leq \tau\} P\{S_i \leq \tau\} = F(\tau; S_r) F(\tau; S_i).$$

Caso 0 - Sin error de anulación de correspondencia: En este caso, tanto S_r como S_i son unas medias empíricas de M variables aleatorias de la forma $A_{0, \lambda}$ y, por lo tanto, estas tienen una media:

$$30 \quad E[S_r] = E[S_i] = m(0, \lambda) = \sqrt{2/\pi} \lambda,$$

y una varianza:

$$\text{var}[S_r] = \text{var}[S_i] = v(0, \lambda)/M = \frac{(1 - 2/\pi)\lambda^2}{M}.$$

Cuando M es razonablemente grande, y si no se están estimando colas extremas de la distribución, se modelan las distribuciones de S_r y S_i como aproximadamente Gaussianas con CDF:

$$35 \quad F(\tau; S_r|H_0) = F(\tau; S_i|H_0) \approx 1 - Q\left(\frac{\tau - m(0, \lambda)}{\sqrt{v(0, \lambda)/M}}\right),$$

de tal modo que:

$$F(\tau ; \tilde{g}_1 | H_0) \approx \left[1 - Q \left(\frac{\tau - m(0, \lambda)}{\sqrt{v(0, \lambda) / M}} \right) \right]^2 .$$

Para una varianza λ dada, el umbral mínimo θ_0 que se requiere para asegurar que la probabilidad de falsa alarma se encuentra por debajo de ϵ se obtiene al resolver la ecuación:

$$5 \quad F(\theta_0 ; \tilde{g}_1 | H_0) = 1 - \epsilon .$$

Esta ecuación se puede resolver de forma explícita en términos de la inversa de la función Q como:

$$\theta_0 = m(0, \lambda) + \sqrt{v(0, \lambda) / M} Q^{-1}(1 - \sqrt{1 - \epsilon}) = \lambda \left(\sqrt{2/\pi} + \sqrt{(1 - 2/\pi) / M} Q^{-1}(1 - \sqrt{1 - \epsilon}) \right) .$$

En este caso el umbral mínimo cambia de escala linealmente con la desviación típica λ del ruido. El valor medio de \tilde{g}_1 y el umbral θ_0 necesarios para $\epsilon = 1\%$ de probabilidad de falsa alarma se representan en la figura 4 como una función de λ como las curvas de trazo continuo y de de trazo discontinuo 401 y 402 respectivamente ($M = 16$).

Caso 1 - Error de Anulación de Correspondencia único: En este caso, la componente afectada por el error, o bien S_r o bien S_i , es el promedio de M variables aleatorias de la forma $A(1, \lambda)$, mientras que la otra componente es un promedio de variables de la forma $A(0, \lambda)$. Supóngase, sin pérdida de generalidad, que el error de anulación de correspondencia es real. Entonces $E[S_i] = m(1, \lambda)$ y $\text{Var}[S_i] = v(1, \lambda) / M$, mientras que $E[S_r] = m(0, \lambda)$ y $\text{Var}[S_r] = v(0, \lambda) / M$. Una vez más, usando una aproximación Gaussiana, se obtiene:

$$F(\tau ; \tilde{g}_1 | H_1) \approx \left[1 - Q \left(\frac{\tau - m(1, \lambda)}{\sqrt{v(1, \lambda) / M}} \right) \right] \left[1 - Q \left(\frac{\tau - m(0, \lambda)}{\sqrt{v(0, \lambda) / M}} \right) \right] .$$

Para una varianza λ dada, el umbral máximo θ_1 que asegura que la probabilidad de detecciones fallidas se encuentra por debajo de ϵ se obtiene al resolver por medios numéricos la ecuación:

$$F(\theta_1 ; \tilde{g}_1 | H_1) = \epsilon .$$

20 El valor medio de \tilde{g}_1 y el umbral θ_1 necesarios para $\epsilon = 1\%$ de probabilidad de detección fallida se representan en la figura 4 como una función de λ como las curvas de trazo continuo y de de trazo discontinuo 403 y 404 respectivamente ($M = 16$). La media es aproximadamente constante para λ pequeña y creciente de forma monótona. Por otro lado, el valor de cuantil de un 1% inicialmente disminuye (debido a una varianza creciente) alcanzando un mínimo global de aproximadamente 0,69. Las probabilidades tanto de falsa alarma como de detección fallida se pueden mantener por debajo de un 1% siempre que la curva de trazo discontinuo 404 se encuentre por encima de la curva de trazo discontinuo 402.

Caso 2 - Doble error de anulación de correspondencia: En el presente caso, se considera el caso de un doble error de anulación de correspondencia, en el caso más difícil en el que ambos errores de anulación de correspondencia son reales o ambos son imaginarios (escenario de gemelos idénticos). Supóngase, sin pérdida de generalidad, que ambos errores de anulación de correspondencia son reales. Entonces, cuando se correlaciona la realimentación de error con cada piloto sin asignar T_m , hay una posibilidad de un 50% de que los dos errores se sumen de forma constructiva, y una posibilidad de un 50% de que los dos errores se cancelen entre sí. Entonces S_r es el promedio de variables aleatorias las cuales son una mezcla de variables de tipo $A(0, \lambda)$ y $A(2, \lambda)$. Si la variable aleatoria B es una mezcla de este tipo, entonces sus momentos de primer y de segundo orden son:

$$35 \quad m_B(\lambda) = E[B] = \frac{1}{2} m(0, \lambda) + \frac{1}{2} m(2, \lambda) ,$$

$$E[B^2] = \frac{1}{2} \lambda^2 + \frac{1}{2} (4 + \lambda^2) = \lambda^2 + 2 ,$$

$$v_B(\lambda) = \text{var}[B] = 2 + \lambda^2 - m_B(\lambda)^2 .$$

Entonces se tiene $E[S_r] = m_B(\lambda)$ y $\text{var}[S_r] = v_B(\lambda) / M$, mientras que la componente imaginaria presenta unas estadísticas $E[S_i] = m(0, \lambda)$ y $\text{Var}[S_i] = v(0, \lambda) / M$. Una vez más, usando una aproximación Gaussiana para la CDF, se obtiene

$$F(\tau; \tilde{g}_1 | H_2) \approx \left[1 - Q \left(\frac{\tau - m_B(\lambda)}{\sqrt{V_B(\lambda)}/M} \right) \right] \left[1 - Q \left(\frac{\tau - m(0, \lambda)}{\sqrt{V(0, \lambda)}/M} \right) \right].$$

Para una varianza λ dada, el umbral máximo θ_2 que asegura que la probabilidad de detección fallida se encuentra por debajo de ϵ se obtiene al resolver por medios numéricos la ecuación:

$$F(\theta_2; \tilde{g}_1 | H_2) = \epsilon.$$

5 El valor medio de \tilde{g}_1 y el umbral θ_2 necesarios para $\epsilon = 1\%$ de probabilidad de detección fallida se representan en la figura 4 como una función de λ como las curvas de trazo continuo y de de trazo discontinuo 405 y 406 respectivamente ($M = 16$). A diferencia de en el caso de un único error, la varianza de \tilde{g}_1 no va a cero cuando $\lambda \rightarrow 0$ debido a la variabilidad introducida por la suma constructiva y destructiva de los dos errores. Tanto la media como el cuantil de un 1% aumentan de forma monótona como una función de λ . Por esta razón, el umbral de doble error θ_2 es más estricto que el umbral de error único a unos valores bajos de λ , mientras que lo opuesto es cierto para unos valores más elevados de λ .

15 **Otros casos:** Sería deseable que el detector de los inventores de la presente invención funcionara bien para todas las combinaciones de errores de anulación de correspondencia reales e imaginarios. Se cree que, en los dos casos que se han estudiado (único y de gemelos idénticos), los errores son, de manera uniforme, los casos más estrictos. Es decir, para cualquier otra combinación, la probabilidad de detección fallida debería ser más baja que la detección fallida máxima de estos dos casos. Por lo tanto, es suficiente diseñar una prueba que dé un rendimiento aceptable o unos errores de anulación de correspondencia únicos y dobles.

Diseños de detector

20 Los resultados de la sección previa indican unos límites sobre el umbral de decisión θ que se requieren como una función del nivel de ruido λ . En la práctica, el nivel de ruido no se conoce a priori, y se ha de estimar si este se va a usar de forma explícita en la prueba. En esta sección se consideran dos estrategias para ajustar el umbral. Con independencia de la estrategia, unas bajas tasas de falsas alarmas y tasas de detecciones fallidas se pueden lograr de forma simultánea solo para λ por debajo de un determinado nivel. Al diseñar las pruebas de los inventores de la presente invención, se adoptará el enfoque de poner limitaciones a las tasas de detecciones fallidas, e intentar aumentar al máximo los niveles de ruido para los cuales también se pueden mantener bajas las tasas de falsas alarmas.

Detector de pendientes nulas: En la primera estrategia, se elige un valor único θ_r que garantiza de forma universal un límite superior deseado sobre la detección fallida para todos los niveles de ruido λ . Entonces, la regla de detección es simplemente declarar un error de anulación de correspondencia siempre que $\tilde{g}_1(\tilde{p}) > \theta_r$.

30 **Detector de rampas:** En la segunda estrategia, se intenta estimar λ , y usar esta estimada para optimizar el umbral θ . Se usa una estimada de λ que es insensible a los errores de anulación de correspondencia, pero la cual solo es exacta para unos niveles de ruido por debajo de aproximadamente $\lambda = 0,3$ (véase más adelante en la descripción). En esta estrategia, se determina un umbral θ_r que garantiza una baja tasa de detecciones fallidas para $\lambda \geq 0,3$. Este umbral se aplica cuando el ruido estimado $\hat{\lambda}$ es grande, $\hat{\lambda} \geq 0,3$. Cuando el ruido estimado $\hat{\lambda}$ es pequeño, se usa un umbral linealmente creciente $\theta(\hat{\lambda}) = \theta_r \hat{\lambda} / 0,3$.

Usando el análisis de la sección previa, se pueden calcular los umbrales de detecciones fallidas mínimos $\theta_1(\lambda)$ y $\theta_2(\lambda)$ como una función del nivel de ruido de fondo. Entonces, el umbral global para el detector de pendientes nulas se calcula como:

$$\theta_f = \min_{\lambda \geq 0} \left\{ \min \{ \theta_1(\lambda), \theta_2(\lambda) \} \right\} \quad (7),$$

40 y el umbral para el detector de rampas se calcula como:

$$\theta_r = \min_{\lambda \geq 0,3} \left\{ \min \{ \theta_1(\lambda), \theta_2(\lambda) \} \right\} \quad (8).$$

45 En la figura 5, las estadísticas de \tilde{g}_1 para el caso $M = 16$ pilotos sin asignar, que se dan en primer lugar en la figura 4, se vuelven a representar gráficamente. Además, la curva de trazo continuo 501 muestra el límite de detección que es usado por el detector de pendientes nulas, en concreto un valor constante $\theta_r = 0,45$, que está limitado por el valor de $\theta_2(0)$. La curva de trazo discontinuo 502 muestra el límite de detección que es usado por el detector de rampas, en concreto un valor linealmente creciente para $\lambda \leq 0,3$, y el valor constante $\theta_r = 0,58$ para $\lambda > 0,3$. Con M creciente, los umbrales de detecciones fallidas (las curvas de trazo discontinuo 402, 404 y 406) se llevan más cerca de sus

correspondientes valores medios (las curvas de trazo continuo 401, 403 y 405 respectivamente), permitiendo que los umbrales θ_f y θ_r aumenten, lo cual a su vez aumenta la varianza λ que se puede soportar con una baja tasa de falsas alarmas.

5 En esta figura, el nivel de ruido λ^* en el cual la curva de trazo continuo 401 cruza las curvas 501 o 502 marca el punto en el cual la media de la estadística de prueba \tilde{g}_f con la hipótesis nula (sin error de anulación de correspondencia) es igual al umbral de prueba Θ_f o Θ_r , respectivamente. En este punto (debido a que la media y la mediana son aproximadamente iguales para estas distribuciones), la probabilidad de falsa alarma alcanza aproximadamente un 50 %. Por lo tanto, se puede pensar en λ^* como en el límite más a la derecha de operación de falsa alarma baja; operar a unos niveles de ruido por encima de λ^* conduce a una elevada tasa de falsas alarmas.

10 Para una longitud de piloto dada L , se puede calcular un valor de SNR de usuario único correspondiente $\gamma^* = L / (2\lambda^{*2})$. La aplicación del detector sobre unos tonos con SNR de usuario único por debajo de γ^* dará como resultado unas elevadas tasas de falsas alarmas.

15 Examinense ahora los rendimientos respectivos de los detectores de pendientes nulas y de rampas así diseñados. En la sección precedente, se han diseñado detectores de error de anulación de correspondencia con los siguientes criterios. Dentro de un diseño dado (de pendientes nulas o de rampas), se intentó mantener el rendimiento de falsas alarmas tan bajo como fuera posible al tiempo que se asegura que la probabilidad de detección fallida, para los errores de anulación de correspondencia únicos y dobles, se encontraba por debajo de $\epsilon = 0,01$. En esta sección, se notifica acerca de la simulación de Monte Carlo para verificar el rendimiento de los detectores diseñados. En cada experimento, se generaron M variables aleatorias complejas con cada una de varias hipótesis: sin error de anulación de correspondencia, errores de anulación de correspondencia dobles (de gemelos idénticos), tres errores de anulación de correspondencia, y cuatro errores de anulación de correspondencia. En el caso del detector de rampas, se calculó un nivel de varianza estimada λ para determinar el umbral apropiado θ a usar. Con uno u otro detector, se calculó la estadística de prueba \tilde{g}_f y se comparó esta con el umbral θ . Por último, cada resultado incorrecto se clasificó como una falsa alarma o una detección fallida, y las tasas promedio de falsas alarmas y de detección fallida se calcularon más de 100.000 ensayos. Este procedimiento se repitió para una diversidad de diferentes niveles de λ para producir tasas de error como una función de SNR de usuario único γ .

20

25

Las tasas de falsas alarmas (las curvas 601 y 701) como una función del nivel de SNR de usuario único γ , junto con tasas de detecciones fallidas para uno (las curvas 602 y 702), dos (las curvas 603 y 703), tres (las curvas 604 y 704) y cuatro (las curvas 605 y 705) errores de anulación de correspondencia, se representan gráficamente en las figuras 6 y 7 para los detectores de pendientes nulas y de rampas respectivamente, usando $M = 16$ pilotos sin asignar.

30

En todos los casos, las tasas de detecciones fallidas están limitadas por $\epsilon = 0,01$ según el diseño. En general, el detector de pendientes nulas presenta su peor detección fallida a una SNR elevada, mientras que para el detector de rampas, la peor detección fallida tiene lugar en el punto de ruptura de la rampa, aproximadamente 32 dB. Se pueden calcular unas curvas similares para otros valores de los parámetros del sistema.

35 **Estimación del nivel de SNR de fondo**

En esta sección, se proporcionan detalles y motivación para el estimador de nivel de ruido de fondo $\hat{\lambda}$ que se usa para el detector de rampas. Si el nivel de ruido de fondo real $1/\gamma$ (y por lo tanto λ^2) era conocido, se podrían optimizar perfectamente unos umbrales para cada situación. No obstante, en la práctica, la estimación de λ^2 no es sencilla en presencia de errores de anulación de correspondencia. No obstante, en la solicitud de los inventores de la presente invención, es suficiente estimar λ^2 cuando esta es baja, es decir, cuando la SNR γ es alta. Recuérdese que la variable aleatoria \tilde{p}_m es la suma de un ruido normal complejo con varianza $2\lambda^2$ con un término de error de anulación de correspondencia el cual se encuentra sobre la cuadrícula de números enteros complejos. Cuando λ^2 es pequeño, la componente de error de anulación de correspondencia se puede recuperar con alta probabilidad simplemente mediante el redondeo de \tilde{p}_m a la cuadrícula de números enteros complejos. Indicando la función de redondeo como $\lfloor \tilde{p}_m \rfloor$, entonces el ruido se puede estimar como $\tilde{p}_m - \lfloor \tilde{p}_m \rfloor$.

40

45

Para una variable normal real X con una varianza unidad, $E[|X|] = \sqrt{2/\pi}$. Por lo tanto, una forma de estimar la desviación típica λ de la parte real y las partes imaginarias de la componente de ruido de \tilde{p} es por medio del estimador:

$$\hat{\lambda} = \frac{\sqrt{\pi/2}}{2M} \left(\sum_m |u_m - \lfloor u_m \rfloor| + \sum_m |v_m - \lfloor v_m \rfloor| \right) \quad (9).$$

50 Esta estimada está (efectivamente) no sesgada si λ es lo bastante pequeña de tal modo que $u_m - \lfloor u_m \rfloor$ captura con exactitud la componente real del ruido, y así sucesivamente. Cuando λ aumenta, esto deja de ser cierto y el estimador se satura. La figura 8 en lo sucesivo representa la media medida de forma empírica 802 y un intervalo de confianza de un 95 % 803 para el estimador $\hat{\lambda}$ como una función de la desviación típica verdadera λ 801.

La observación clave a realizar es que, si la desviación típica estimada satisfizo $\hat{\lambda} < 0,25$, entonces se puede suponer que se está el régimen no sesgado, y tener una estimada bastante exacta de η . Por otro lado, si $\hat{\lambda} > 0,25$, se puede estar en la región sesgada, y se puede tener $\lambda \gg \hat{\lambda}$.

5 Debido a que el estimador $\hat{\lambda}$ no se ve afectado por desplazamientos enteros de la entrada, este tiene la misma distribución y rendimiento si se encuentran presentes, o no, errores de anulación de correspondencia. Por lo tanto, en el detector de rampas, se usa en primer lugar $\hat{\lambda}$ para determinar el nivel de ruido (si es pequeña), o determinar que el nivel de ruido es grande. Un umbral adaptativo $\theta(\hat{\lambda})$ se ajusta en consecuencia, después de lo cual la estadística \tilde{g}_i se compara con el umbral.

10 En un detector de rampas diseñado de forma apropiada, siempre se tiene $\theta_r > \sqrt{2/\tau}$. Mediante el examen de las fórmulas para \tilde{g}_i , $\hat{\lambda}$ y $\theta(\hat{\lambda})$, es fácil ver que, cuando los valores de correlación \tilde{p}_m son lo bastante pequeños que $L\tilde{p}_m \approx 0$ para todos los pilotos sin asignar, se obtiene $\tilde{g}_i(\rho) < \theta(\hat{\lambda})$, y se elige la hipótesis nula. Por lo tanto, se puede ahorrar algo de cálculo al declarar directamente la hipótesis nula en este caso, sin tener que calcular de forma explícita $\hat{\lambda}$ o \tilde{g}_i .

Implementación Práctica de VCU

15 En base al análisis y las simulaciones anteriores, se presentan en el presente caso, en forma explícita, los detectores de error de anulación de correspondencia recomendados para su uso en el interior de la VCU 130.

Los parámetros de entrada son:

- el tipo de detector - o bien de pendientes nulas o bien de rampas;
- el número M de pilotos sin asignar que se usarán;
- 20 - la tasa de detecciones fallidas ϵ ; y
- la longitud de secuencia de pilotos L.

Los datos de entrada para la prueba es una secuencia de valores de realimentación de error complejos, $\{E_t\}$, para $t = 0, \dots, L - 1$ (sobre un tono particular). Asimismo, M secuencias de pilotos sin asignar de longitud L son especificadas por los valores $T_{mt} \in \{-1, 1\}$.

25 **Detector de pendientes nulas:** El detector de pendientes nulas tiene las siguientes etapas.

Etapas 1: El umbral θ_r se calcula en base a M y ϵ , usando la ecuación (7). Estos valores se pueden pre-calcular en una tabla, por ejemplo.

Etapas 2: Para cada $m = 1, \dots, M$, calcular los valores de correlación:

$$u_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{t=0}^{L-1} \Re(E_t) T_{mt} ,$$

30 y

$$v_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{t=0}^{L-1} \Im(E_t) T_{mt} .$$

Etapas 3: calcular las estadísticas de prueba:

$$S_r = \frac{1}{M} \sum_m |u_m| ,$$

y

$$S_i = \frac{1}{M} \sum_m |v_m| .$$

35 **Etapas 4:** Si $\max\{S_r, S_i\} > \theta_r$, declárese un error de anulación de correspondencia. De lo contrario, sin error de anulación de correspondencia.

Detector de rampas: El detector de rampas tiene las siguientes etapas.

Etapa 1: El umbral θ_r se calcula en base a M y ϵ , usando la ecuación (8). Estos valores se pueden pre-calcular en una tabla, por ejemplo.

Etapa 2: Para cada $m = 1, \dots, M$, calcular los valores de correlación:

$$u_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{t=0}^{L-1} \Re(E_t) T_{mt} ,$$

5 y

$$v_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{t=0}^{L-1} \Im(E_t) T_{mt} .$$

Etapa 3: Para cada $m = 1, \dots, M$, redondéense u_m y v_m a los valores enteros más cercanos, para obtener $\tilde{u}_m = \lfloor Lu_m \rfloor$, y $\tilde{v}_m = \lfloor Lv_m \rfloor$.

10 **Etapa 4:** si $\tilde{u}_m = 0$ y $\tilde{v}_m = 0$ para todo $m = 1, \dots, M$, no se declara error de anulación de correspondencia alguno. De lo contrario, continúese a la siguiente etapa.

Etapa 5: calcular la estimada de desviación típica $\hat{\lambda}$ según la ecuación (9).

Etapa 6: calcular el umbral $\theta = \theta_r \min\{1, \hat{\lambda} / 0,3\}$.

Etapa 7: calcular las estadísticas de prueba:

$$S_r = \frac{1}{M} \sum_m |u_m| ,$$

15 y

$$S_i = \frac{1}{M} \sum_m |v_m| .$$

Etapa 8: Si $\max\{S_r, S_i\} > \theta$, declárese un error de anulación de correspondencia. De lo contrario, sin error de anulación de correspondencia.

20 En la implementación de los detectores anteriores, se pueden emplear diversas simplificaciones. Por ejemplo, los factores $1/\sqrt{2}$ en la definición de u_m y v_m se podrían incorporar a los umbrales en lugar de calcularse de forma explícita.

Mitigación de los Efectos de los Errores de anulación de correspondencia

Hay cuatro tipos de detección y de corrección de errores de anulación de correspondencia que se pueden considerar:

- 25
- Estimar la exactitud de cada fila de la matriz de diafonía estimada $\hat{\Theta}$.
 - Estimar si está presente o no un error de anulación de correspondencia en la realimentación de error de una línea particular.
 - Estimar cuántos errores de anulación de correspondencia han afectado a la realimentación de error de una línea particular.
- 30
- Determinar con exactitud qué errores de anulación de correspondencia tuvieron lugar, y compensar estos de forma precisa.

Usando lo anterior como herramientas, las siguientes estrategias se pueden usar para mitigar los efectos de los errores de anulación de correspondencia:

- 35
- Diseñar las secuencias de pilotos para que sean menos propensas a los errores de estimación - en especial a los errores repetidos. Úsese una construcción de Hadamard aleatorizada, por ejemplo.
 - Estimar la exactitud de las estimadas de diafonía, y usar esta información para ser más o menos agresivo en el seguimiento.
 - Detectar la presencia de errores de anulación de correspondencia, y descartar o dar un peso más bajo a las estimadas de diafonía residual asociadas.
- 40
- Detectar errores de anulación de correspondencia específicos y realizar correcciones correspondientes para las estimadas de diafonía residual asociadas.

La siguiente etapa a investigar es si usar una estimada para la exactitud de la estimación puede ayudar a evitar este problema. La idea es que, de la inicialización en adelante, las actualizaciones del precodificador serían muy conservadoras cuando se cree que la exactitud es pobre, y más agresivas cuando la exactitud es mejor. Esto

debería ayudar a converger en el precodificador correcto.

Uso de Estimadas de Exactitud de Medición de diafonía

5 Se explicó cómo la correlación de señales de realimentación de error con secuencias de pilotos sin asignar puede generar una información útil acerca de la exactitud de las estimadas de diafonía, incluso cuando no hay error de anulación de correspondencia alguno. En esta sección se proporciona más detalle acerca de esta idea.

10 Se supone, tal como se ha analizado previamente, que se tiene un número de secuencias de pilotos $\{\mathbf{S}_m\}$ que se asignan a unas líneas DSL y se usan para enviar símbolos de SINC, y que se tienen otras secuencias de pilotos sin asignar $\{\mathbf{T}_m\}$, con todos los pilotos siendo mutuamente ortogonales. En contraste con lo anterior, ahora se supone que no hay error de anulación de correspondencia alguno, es decir, que $W = 0$. Entonces el resultado de la correlación de las muestras de realimentación de error E_n sobre la línea n con un piloto asignado S_m da:

$$\rho_n(\mathbf{S}_m) := \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{S}_m^T}{L} = \mathbf{a} \sigma_n^{-1} \Theta_{nm} \sigma_m + \frac{\mathbf{Z}_n \cdot \mathbf{S}_m^T}{L},$$

mientras que la correlación con un piloto sin asignar T_m da el valor:

$$\rho_n(\mathbf{T}_m) := \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L} = \frac{\mathbf{Z}_n \cdot \mathbf{T}_m^T}{L}.$$

15 En ambos casos, el resultado tiene una componente determinista y una componente aleatoria, con la componente aleatoria siendo el resultado de la correlación del ruido de fondo con la secuencia de pilotos. La componente aleatoria es estadísticamente la misma para todos los resultados de correlación para la misma línea víctima, y tiene una varianza:

$$v_n = \text{var}[\rho_n(\mathbf{T}_m)] = \frac{1}{L} E[|z_{nt}|^2]$$

20 El valor v_n expresa como promedio cómo de próximos están los resultados de correlación $\rho_n(\mathbf{S}_m)$ a sus valores medios. Cuanto más pequeña sea la varianza v_n , más fiables serán las estimadas de diafonía $\hat{\Theta}_{nm}$. En particular, debido a que la estimada de diafonía $\hat{\Theta}_{nm} = \rho_n(\mathbf{S}_m) \sigma_n \sigma_m^{-1} \mathbf{a}^{-1}$ es una versión de escala cambiada del resultado de correlación, esta tiene una varianza:

$$\text{var}[\hat{\Theta}_{nm}] = v_n \sigma_n^2 / \sigma_m^2$$

25 Debido a que los resultados de la correlación con los pilotos sin asignar son de media cero y están distribuidos de forma idéntica, se puede estimar su varianza usando la estimada de varianza empírica habitual:

$$\hat{v}_n = \frac{1}{M-1} \sum_{m=1}^M |\rho_n(\mathbf{T}_m)|^2,$$

la cual se vuelve más exacta a medida que aumenta el número de pilotos sin asignar M . Normalizar el resultado mediante σ_n^2 / σ_m^2 entonces da una estimada de la incertidumbre en la estimada $\hat{\Theta}_{nm}$ de los inventores de la presente invención.

30 Tener una idea de la fiabilidad de las estimadas de diafonía sobre diferentes líneas víctima y sobre diferentes tonos puede ser muy útil para un sistema vectorizado. Esta información permite la optimización de la forma en la que se pueden combinar diferentes estimadas para dar una nueva estimada.

35 En una realización, el conocimiento de la varianza de estimadas de diafonía residual que se realizan en instantes diferentes se puede usar para combinar múltiples estimadas de forma óptima, aumentando la exactitud de los coeficientes de precodificador con el tiempo. Supóngase que, para un par de víctima y de perturbador particular, en el tiempo t , se tiene una estimada $\hat{\mathbf{C}}[t]$ del valor de precodificador ideal, y que se sabe (o se estima) que la varianza de esta estimada es $w[t]$. Supóngase que se ajusta el precodificador a este valor, de tal modo que en el tiempo $t + 1$, el valor de precodificador es $\mathbf{C}[t + 1] = \hat{\mathbf{C}}[t]$. Usando la realimentación de error en el tiempo $t + 1$, se obtiene una estimada de la diafonía residual $\hat{\Theta}[t + 1]$ con varianza $v[t + 1]$. Entonces $\mathbf{C}[t + 1] - \hat{\Theta}[t + 1]$ es una nueva estimada de \mathbf{C} con varianza $v[t + 1]$. Se puede combinar la nueva estimada con la estimada previa usando unos pesos lineales; ajustar esos pesos para reducir al mínimo la varianza de la estimada actualizada resultante se denomina combinación de varianza mínima. Aplicando la combinación de varianza mínima, se obtiene una nueva estimada:

40

$$\hat{C}[t+1] = \frac{v[t+1]}{w[t]+v[t+1]} C[t+1] + \frac{w[t]}{w[t]+v[t+1]} (C[t+1] - \hat{\Theta}[t+1])$$

$$= C[t+1] - \frac{w[t]}{w[t]+v[t+1]} \hat{\Theta}[t+1]$$

La nueva estimada tiene una varianza:

$$w[t+1] = w[t]v[t+1] / (v[t+1] + w[t]) \quad (10),$$

5 La cual es siempre más pequeña que $w[t]$ (y $v[t+1]$). A pesar de que las varianzas $w[t]$ y $v[t+1]$ no son conocidas en la práctica, se puede usar la correlación con pilotos sin asignar tal como se ha descrito en lo que antecede para estimar $v[t+1]$ en cada fase. Una estimada de la varianza $w[t]$ se puede mantener de forma iterativa usando la ecuación (10).

10 En otra realización, una información acerca de la varianza de la estimación de diafonía se puede usar para combinar de forma óptima las estimadas de diafonía realizadas sobre diferentes sub-portadoras. Por ejemplo, supóngase que se espera que dos tonos f y $f+k$ que están separados por un pequeño número de tonos k tengan el mismo coeficiente de diafonía ideal C . Usando la realimentación de error sobre el tono f , se obtiene una estimada $C[f]$ con varianza $v[f]$, y usando la realimentación de error sobre el tono $f+k$ se obtiene una estimada $\hat{C}[f+k]$ con varianza $v[f+k]$. Una vez más, usando el principio de combinación de varianza mínima, se puede formar una estimada combinada:

$$15 \hat{C} = \frac{v[f+k]}{v[f]+v[f+k]} \hat{C}[f] + \frac{v[f]}{v[f]+v[f+k]} \hat{C}[f+k].$$

20 Cuando ambas estimadas tienen una varianza similar, la nueva estimada es simplemente el promedio de las dos. Por otro lado, si una estimada tiene una varianza mucho más alta que la otra entonces el procedimiento de combinación da mucho más peso a la medición más fiable. Las razones para la dependencia de la frecuencia en la exactitud de la estimación podrían incluir ruido dependiente de la frecuencia (tal como debido al ingreso de radiofrecuencia) o potencias de transmisión dependientes de la frecuencia.

25 Se puede pensar en la técnica de mitigación de la detección de errores de anulación de correspondencia y de descartar las estimadas de diafonía residual afectadas por errores de anulación de correspondencia como en una ampliación de este enfoque. En concreto, si se encuentran presentes errores de anulación de correspondencia, se puede pensar en las estimadas resultantes como que no son nada fiables, y ajustar formalmente la varianza estimada \hat{v} a infinito. Cuando se aplica el principio de combinación de varianza mínima, esto se corresponde con descartar mediciones con errores de anulación de correspondencia. Por ejemplo, formalmente si $v[f] = \infty$ y $v[f+k] = 1$, el principio de combinación de varianza mínima indicaría $C = C[f+k]$, ignorando o descartando en esencia la medición corrompida.

30 Ha de observarse que la expresión 'comprendiendo/que comprende' no se debería interpretar como que se limita a las medias que se enumeran después. Por lo tanto, el alcance de la expresión 'un dispositivo que comprende unas medias A y B' no se debería limitar a dispositivos que consisten solo en los componentes A y B. Esto quiere decir que, con respecto a la presente invención, los componentes relevantes del dispositivo son A y B.

35 Ha de observarse adicionalmente que la expresión 'acoplado' no se debería interpretar como que se limita solo a las conexiones directas. Por lo tanto, el alcance de la expresión 'un dispositivo A acoplado con un dispositivo B' no se debería limitar a dispositivos o sistemas en los que una salida del dispositivo A está directamente conectada con una entrada del dispositivo B, y/o viceversa. Esto quiere decir que existe un trayecto entre una salida de A y una entrada de B, y/o viceversa, el cual puede ser un trayecto que incluye otros dispositivos o medios.

40 La descripción y los dibujos meramente ilustran los principios de la invención. Por lo tanto, se apreciará que los expertos en la materia serán capaces de idear diversas disposiciones que, a pesar no describirse o mostrarse de forma explícita en el presente documento, incorporan los principios de la invención. Además, todos los ejemplos que se indican en el presente documento tienen principalmente por objeto expresamente ser solo para fines pedagógicos para ayudar al lector en la comprensión de los principios de la invención y los conceptos aportados por el inventor o inventores de la presente invención a promover la técnica, y han de interpretarse como que son sin limitación a ello, ejemplos y condiciones específicamente indicados. Además, todas las declaraciones en el presente documento que

45 enumeran principios, aspectos y realizaciones de la invención, así como ejemplos específicos de los mismos, tienen por objeto abarcar equivalentes de los mismos.

Las funciones de los diversos elementos que se muestran en las figuras se pueden proporcionar a través del uso de un soporte físico dedicado así como soporte físico capaz de ejecutar soporte lógico en asociación con un soporte lógico apropiado. Cuando son proporcionadas por un procesador, las funciones pueden ser proporcionadas por un

5 único procesador dedicado, por un único procesador compartido, o por una pluralidad de procesadores individuales, algunos de los cuales se pueden compartir. Además, no debería interpretarse que un procesador hace referencia exclusivamente a un soporte físico capaz de ejecutar soporte lógico, y puede incluir implícitamente, sin limitación, soporte físico de procesador digital de señales (DSP, *digital signal processor*), procesador de red, circuito integrado específico de la aplicación (ASIC, *application specific integrated circuit*), disposición de puertas programable en campo (FPGA, *field programmable gate array*), etc. También se puede incluir otro soporte físico, convencional y/o adaptado, tal como memoria de solo lectura (ROM, *read only memory*), memoria de acceso aleatorio (RAM, *random access memory*) y almacenamiento no volátil.

REIVINDICACIONES

1. **Un controlador de vectorización** (130) para estimar **al menos un coeficiente de diafonía a una frecuencia de portadora dada** (k) a partir de **al menos una línea perturbadora respectiva** (L_m) hacia **una línea víctima** (L_n) de **un grupo de vectorización**, y configurado para asignar **al menos una secuencia de sondeo de diafonía** ($S_{mt}^{(k)}$) de entre **un conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales** (131) a la al menos una línea perturbadora respectiva para la modulación a la frecuencia de portadora dada de **al menos una secuencia respectiva de símbolos de sondeo de diafonía**, para recibir **unas muestras de error** ($E_{nt}^{(k)}$) según se miden de forma sucesiva por **un receptor** (210n) acoplado con la línea víctima a la frecuencia de portadora dada mientras que la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía se están transmitiendo a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva, **caracterizado porque** el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para correlacionar las muestras de error recibidas con **al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar** ($T_{mt}^{(k)}$) de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales para la detección de un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas, la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar no siendo usada activamente por línea alguna del grupo de vectorización durante la transmisión de la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva.
2. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 1, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para mantener un número deseado M de secuencias de sondeo de diafonía de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales sin asignar y disponibles para la detección de errores de anulación de correspondencia.
3. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 2, *en el que* el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales comprende unas secuencias de sondeo de diafonía de longitud L más grandes que o iguales a $N + M$, indicando N el tamaño del grupo de vectorización.
4. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente, si se detecta un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas, para descartar las muestras de error recibidas para la estimación del al menos un coeficiente de diafonía.
5. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para estimar el al menos un coeficiente de diafonía usando una combinación ponderada de **una nueva estimada de diafonía** en base a las muestras de error recibidas y **al menos una estimada de diafonía adicional**, y *en el que* el peso que se aplica a la nueva estimada de diafonía es una función de si un error de anulación de correspondencia se ha detectado en las muestras de error recibidas.
6. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para estimar el al menos un coeficiente de diafonía usando una combinación ponderada de una **nueva estimada de diafonía** en base a las muestras de error recibidas y **al menos una estimada de diafonía adicional**, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para correlacionar las muestras de error recibidas con la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar con el fin de determinar cómo de fiable es la nueva estimada de diafonía, y *en el que* el peso que se aplica a la nueva estimada de diafonía es una función de la fiabilidad así determinada de la nueva estimada de diafonía.
7. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, *en el que* la al menos una estimada de diafonía adicional es una estimada de diafonía que se obtiene durante **un ciclo de estimación de diafonía previo**.
8. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, *en el que* la al menos una estimada de diafonía adicional es una estimada de diafonía que se obtiene a **una frecuencia de portadora adicional** cerca de la frecuencia de portadora dada.
9. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 1, *en el que* las muestras de error recibidas son indicativas de **unos vectores de error** (331; 332) entre **unas muestras de frecuencia recibidas** (311; 312) a la frecuencia de portadora dada y **unos puntos de constelación seleccionados** respectivos (321; 322) sobre los cuales se anula la correspondencia de las muestras de frecuencia recibidas.
10. **Un controlador de vectorización** de acuerdo con la reivindicación 1, *en el que* el controlador de vectorización está configurado adicionalmente para usar el resultado de la correlación de las muestras de error recibidas con la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar en **una estadística**, y para comparar esa estadística con **un umbral** para determinar con **una determinada confianza** si está presente un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas.

11. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 10, *en el que* el valor umbral depende del nivel de ruido a la frecuencia de portadora dada.
12. **Un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con la reivindicación 10 u 11, *en el que* la estadística viene dada por $\max \left\{ \frac{1}{M} \sum_m |u_m|, \frac{1}{M} \sum_m |v_m| \right\}$, siendo M un número entero positivo no nulo que indica un número dado de secuencias de pilotos sin asignar para la detección de errores de anulación de correspondencia, indicando u_m y v_m la parte real y la imaginaria, respectivamente, de la correlación de las muestras de error con una dada de la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar.
13. **Un nodo de acceso** (100) que comprende **un controlador de vectorización** (130) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes.
14. **Un nodo de acceso** (100) de acuerdo con la reivindicación 13, en el que el nodo de acceso es **un multiplexor de acceso de línea de abonado digital DSLAM**.
15. **Un procedimiento** para estimar **al menos un coeficiente de diafonía a una frecuencia de portadora dada** (k) a partir de **al menos una línea perturbadora respectiva** (L_m) hacia **una línea víctima** (L_n) de **un grupo de vectorización**, y que comprende asignar **al menos una secuencia de sondeo de diafonía** ($S_{mt}^{(k)}$) de entre **un conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales** (131) a la al menos una línea perturbadora respectiva para la modulación a la frecuencia de portadora dada de **al menos una secuencia respectiva de símbolos de sondeo de diafonía**, recibir **unas muestras de error** ($E_{nt}^{(k)}$) según se miden de forma sucesiva por un receptor (210_n) acoplado con la línea víctima a la frecuencia de portadora dada mientras que la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía se están transmitiendo a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva, **caracterizado porque** el procedimiento comprende adicionalmente correlacionar las muestras de error recibidas con **al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar** ($T_{mt}^{(k)}$) de entre el conjunto de secuencias de sondeo de diafonía ortogonales para la detección de un error de anulación de correspondencia en las muestras de error recibidas, la al menos una secuencia de sondeo de diafonía sin asignar no siendo usada activamente por línea alguna del grupo de vectorización durante la transmisión de la al menos una secuencia de símbolos de sondeo de diafonía a lo largo de la al menos una línea perturbadora respectiva.

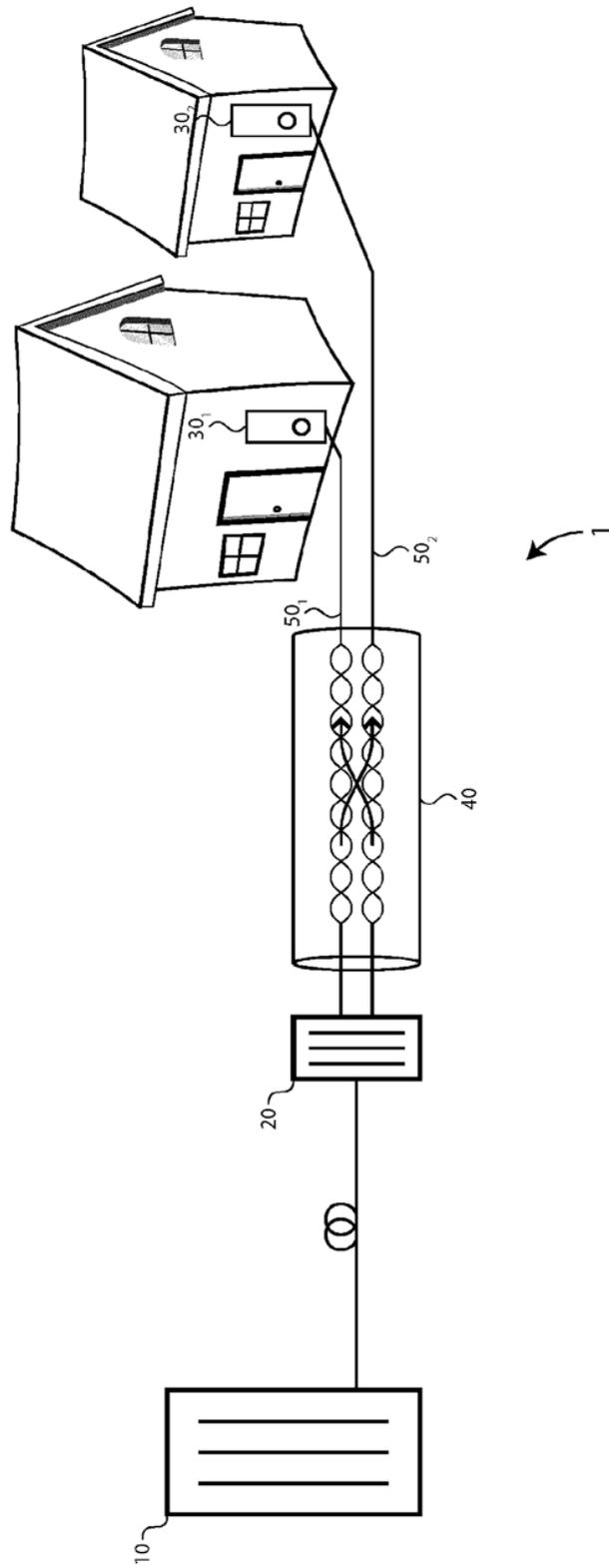


Fig. 1

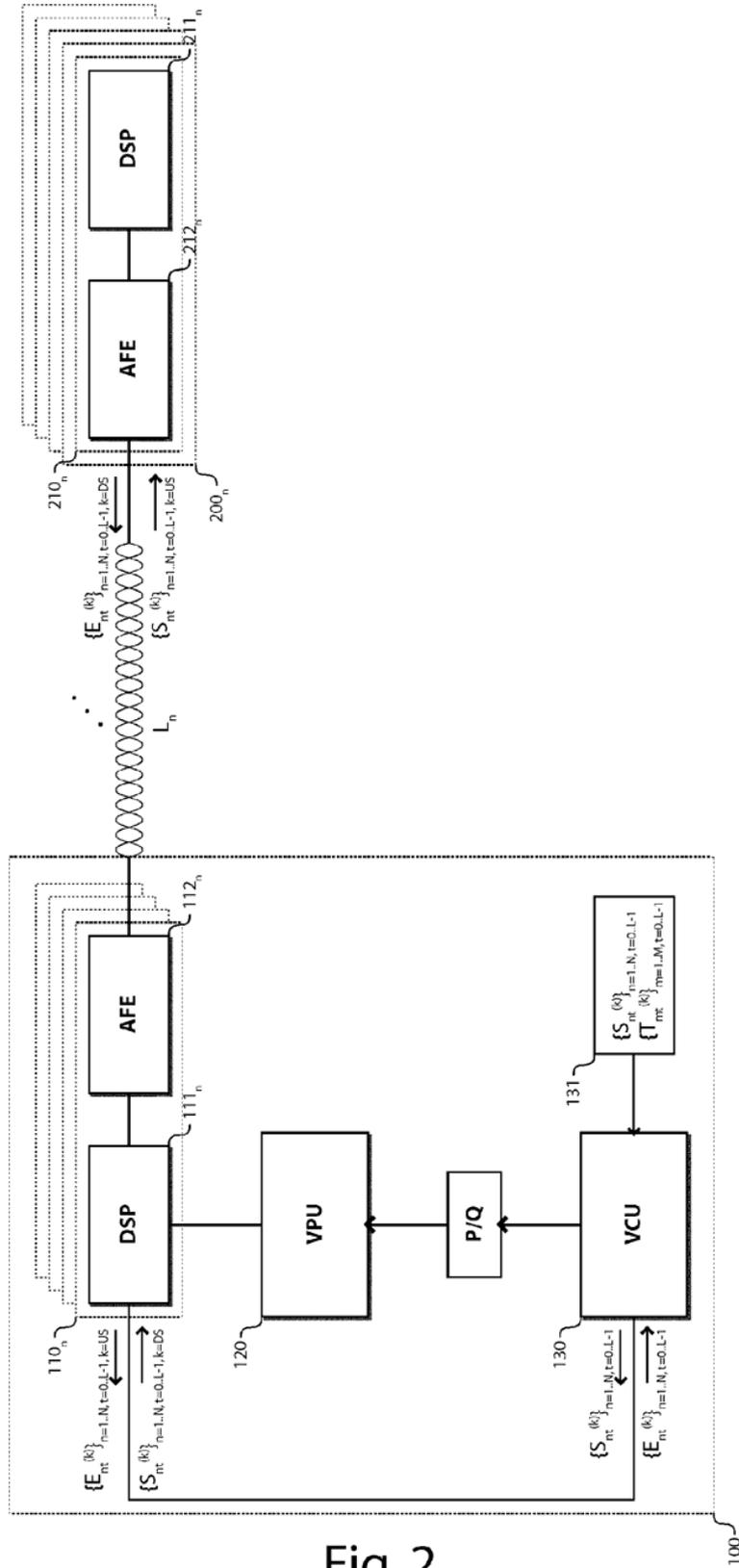


Fig. 2

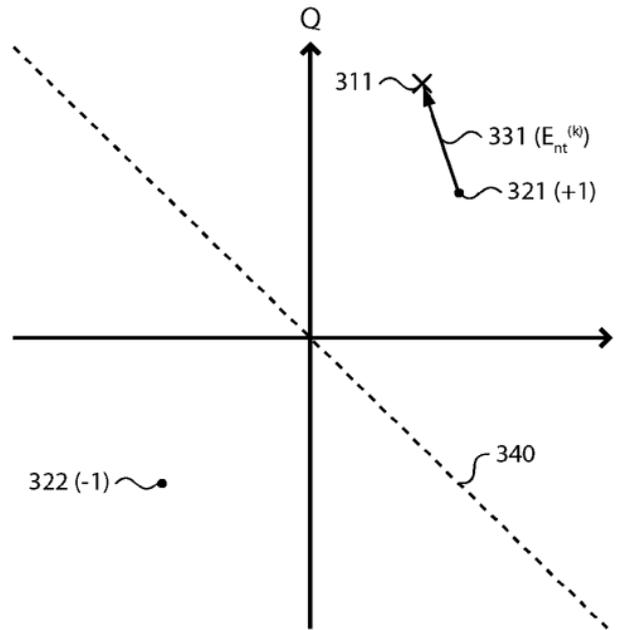


Fig. 3A

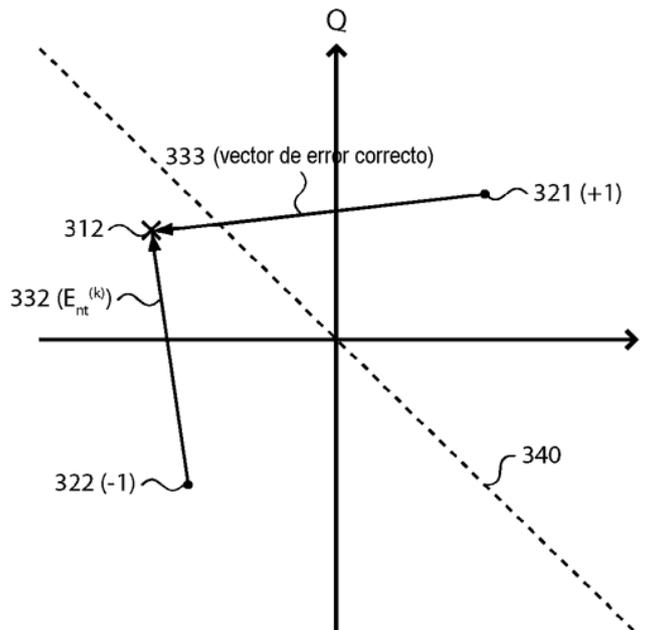


Fig. 3B

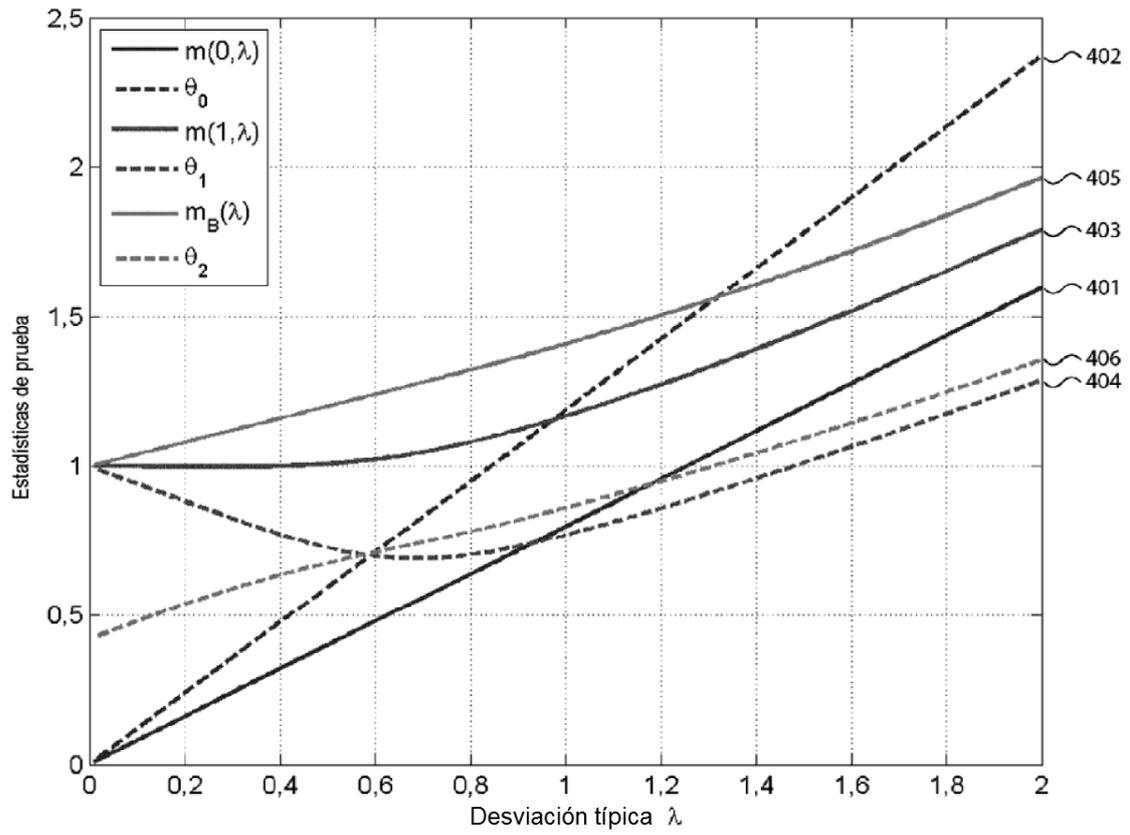


Fig.4

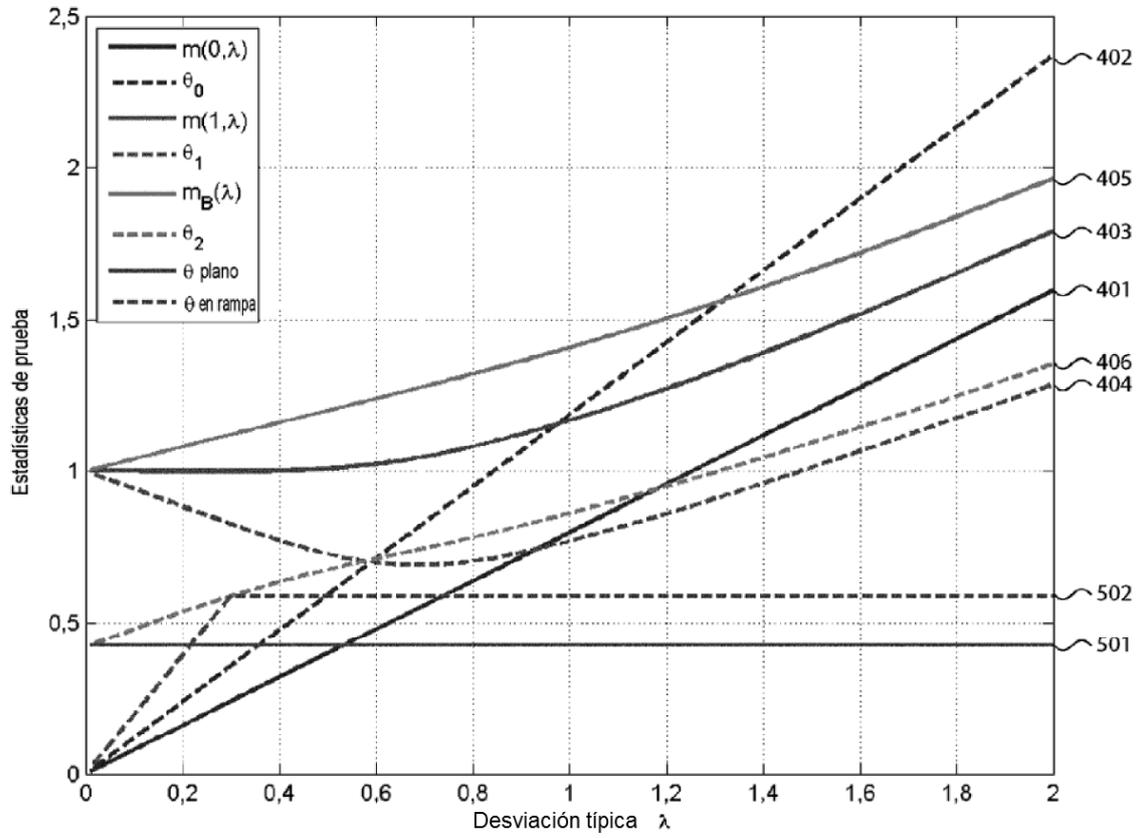


Fig. 5

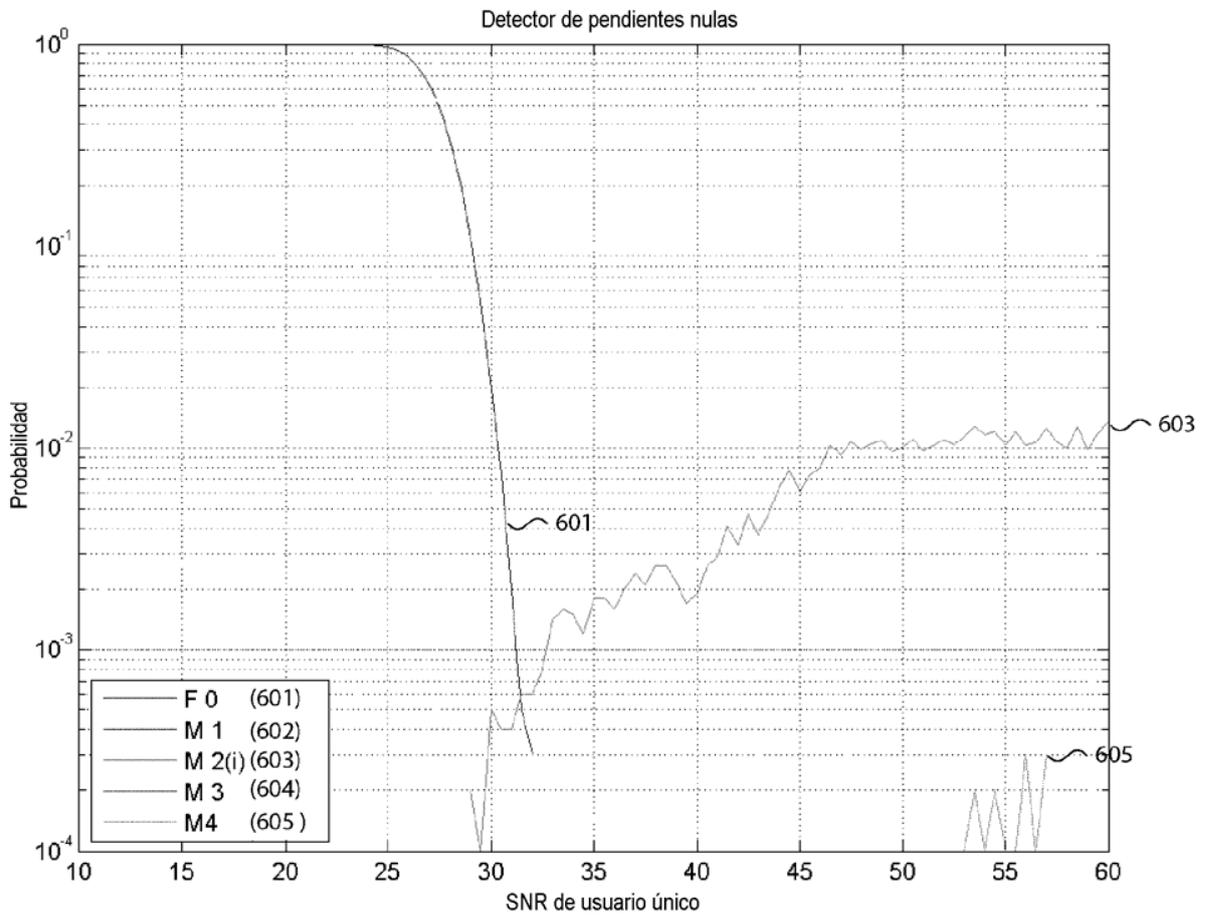


Fig. 6

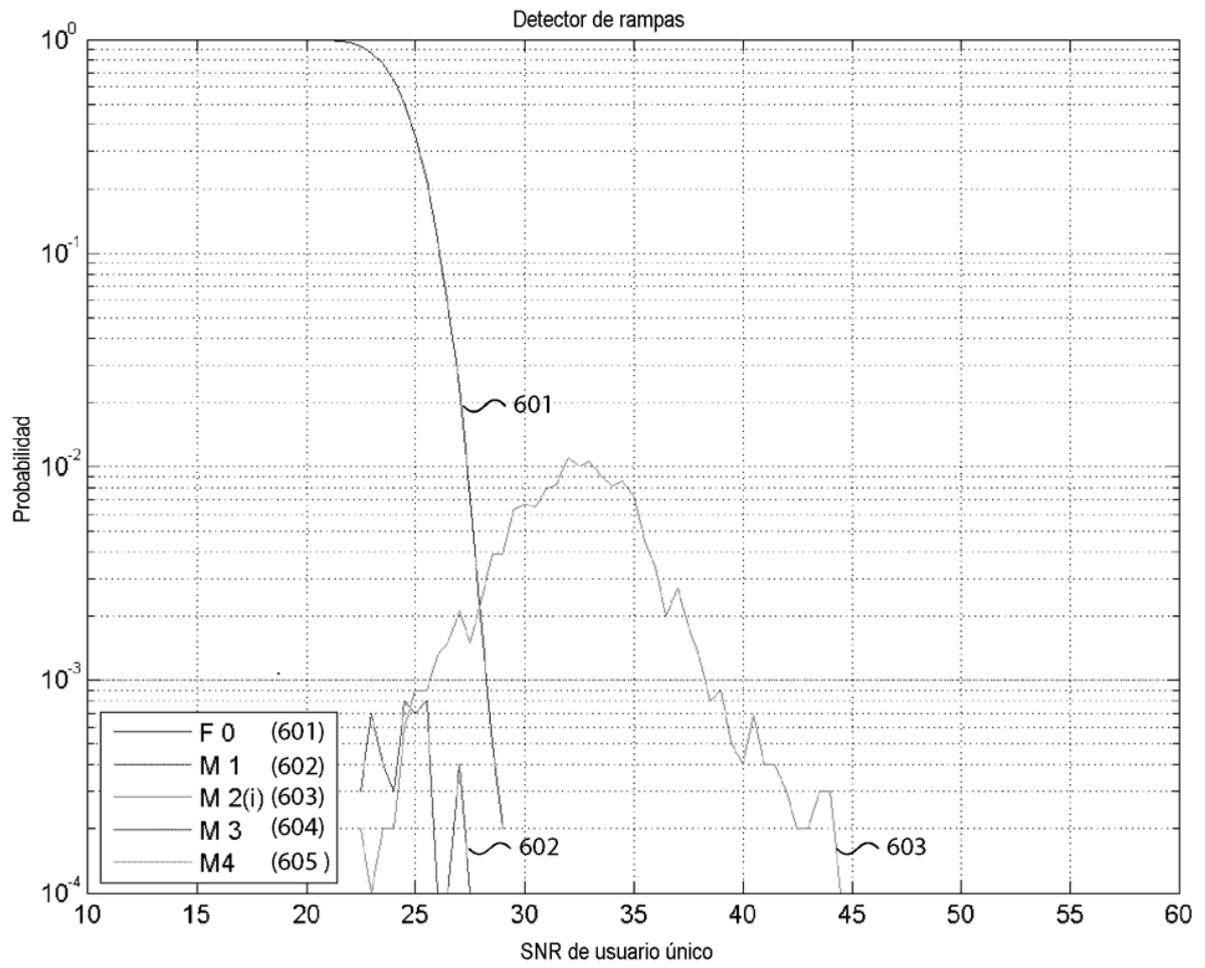


Fig. 7

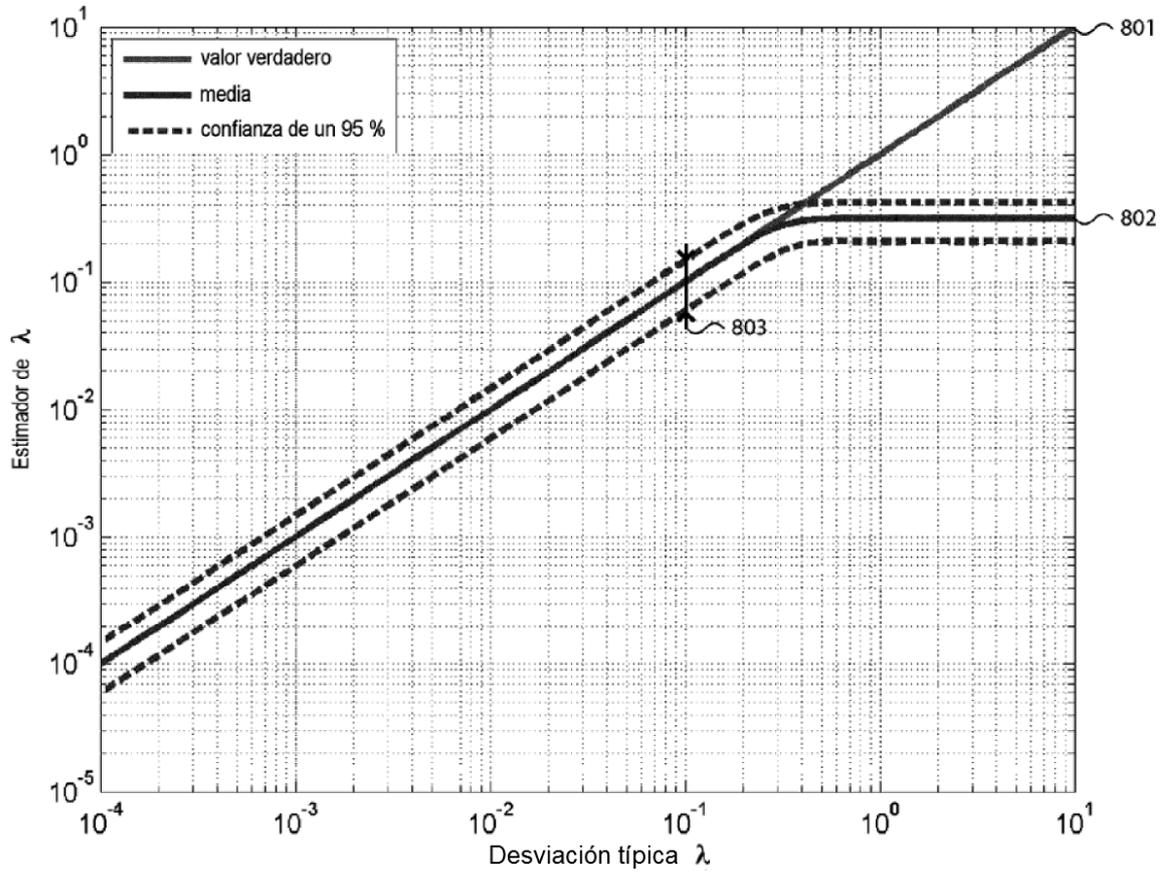


Fig. 8