



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 341 703**

51 Int. Cl.:
H04B 3/46 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **01964588 .6**
96 Fecha de presentación : **10.08.2001**
97 Número de publicación de la solicitud: **1307973**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **07.05.2003**

54 Título: **Sistemas y métodos para caracterizar líneas de transmisión en un entorno multiportadora de DSL.**

30 Prioridad: **10.08.2000 US 224308 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
25.06.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
25.06.2010

73 Titular/es: **AWARE, Inc.**
40 Middlesex Turnpike,
Bedford, Massachusetts 01730, US

72 Inventor/es: **Belge, Murat;**
Tzannes, Michael, A. y
Padir, Halil

74 Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

ES 2 341 703 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

Sistemas y métodos para caracterizar líneas de transmisión en un entorno multiportadora de DSL.

5 La presente invención se refiere a un sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 1 y a un método de caracterización de líneas de comunicación de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 4.

10 En general, los sistemas y métodos de esta invención se refieren a la determinación de características de líneas de transmisión. En particular, esta invención se refiere a sistemas y métodos para determinar las características de una línea de transmisión que usa señales de banda ancha.

15 Los rápidos desarrollos en la industria informática y la disponibilidad de equipo físico asequible dieron lugar a Internet, es decir, una red distribuida, en la que un usuario que tenga un enlace de comunicaciones entre él y un ordenador en un lugar centralizado puede acceder a información públicamente obtenible. Los usuarios de Internet están conectados a la red distribuida a través de un enlace que incluye, por ejemplo, una línea de teléfono desde un local de cliente (CPE) a una oficina central (CO) de una compañía telefónica. Un usuario que pida una transferencia de datos desde un servidor de Internet se enfrenta a la anchura de banda limitada de la conexión entre su posición y la oficina central. Como cada vez se está produciendo y almacenando más información en formato digital, la demanda de los usuarios para acceder a grandes archivos de datos es cada vez mayor haciendo crucial encontrar maneras nuevas y más rápidas de transferir datos. Una manera de conseguir transmisión de datos más rápida consiste en aumentar la anchura de banda de la línea de transmisión entre los usuarios y la CO sustituyendo, por ejemplo, los conductores metálicos actuales por fibra o usando conductores metálicos de mejor calidad que tengan una anchura de banda incrementada. Sin embargo, tal solución es costosa y requiere una inversión sustancial por parte de las compañías telefónicas.

25 Los desarrollos recientes en el tratamiento de señales digitales y telecomunicaciones han dado por resultado la tecnología de línea de abonado digital (DSL) que hace posible un enlace de datos de alta velocidad sobre líneas de teléfono de par trenzado existentes. Aunque se ha propuesto un par de sistemas diferentes de DSL, los sistemas multiportadora han alcanzado rápidamente popularidad y se han estandarizado. Los sistemas multiportadora de DSL funcionan sobre el principio de multiplexado por división de frecuencia, en que se usan bandas de frecuencias separadas para transferir datos desde el CPE a la CO, y viceversa. La parte de la anchura de banda asignada para transmitir datos desde el usuario a la CO se denomina canal ascendente (US), y la parte de la anchura de banda asignada para pasar datos desde la CO al usuario se denomina canal descendente (DS). Como en una sesión típica de Internet la cantidad de datos que es transferida desde la CO al usuario es mucho mayor que la cantidad de datos transmitida desde el usuario a la CO, la anchura de banda asignada al canal descendente suele ser mucho mayor que la anchura de banda asignada al canal ascendente. Relaciones típicas de anchura de banda de canal descendente a canal ascendente son 4:1 u 8:1.

40 La anchura de banda asignada a los canales ascendente y descendente es dividida en una gran cantidad de sub-bandas que son suficientemente estrechas para permitir que las distorsiones introducidas por la línea se describan como una atenuación y un desfase. Estos parámetros pueden medirse en una sesión de preparación antes de establecer el enlace de datos enviando y recibiendo una señal predefinida en una sub-banda. La cantidad de datos que puede ser enviada en una sub-banda está limitada por la relación de señal a ruido (SNR) en esa sub-banda, que es la intensidad de señal descrita por la atenuación de línea dividida por la potencia de ruido. Cada una de las sub-bandas en el sistema multiportadora de DSL se usa para transmitir datos que sean compatibles con la SNR en esa sub-banda y la máxima tasa de bits erróneos permisible (BER). Un sistema multiportadora de DSL que funcione dentro del principio descrito en lo que antecede puede conseguir tasas de datos que sean tan altas como de, por ejemplo, diez millones de bits por segundo.

50 El documento US 6.075.821 A se refiere en general a un método para configurar y mantener cargas apropiadas de bits y energía en un sistema de comunicaciones multicanal adaptativo de alta velocidad y puede usarse para entornos ADSL y similares. En particular, se describen rutinas respectivas.

55 El documento WO 99/63427 A1 describe un sistema y método para calificar un bucle de cobre de par trenzado para servicios de bucle de abonado digital. El sistema pregunta automáticamente por los registros de base de datos del proveedor de comunicaciones y/o solicita medidas desde el equipo de conmutación de red o sistemas de pruebas para obtener datos relativos al bucle de cobre de par trenzado, tal como la longitud de bucle, las características eléctricas y otras características de topología de bucle tal como el calibre del cable, la presencia de bobinas de carga y la presencia de tomas en puente. El sistema determina qué servicios de bucle de abonado digital se encuentran disponibles para el bucle de cobre basándose en la combinación de todos los datos obtenidos. En particular, el sistema es implementado en parte como un sistema experto con una base de conocimiento de reglas de calificación usadas en el proceso de toma de decisiones.

65 El documento EP 0 889 615 A2 se refiere a transmisión multiportadora con tasa de datos variable. En particular, se propone un módem compatible con ADSL que selecciona un subconjunto de los subcanales DMT descendentes disponibles basándose en una evaluación de dichos subcanales mediante circuitos de procesamiento de señales apropiados. Un extremo delantero analógico contiene filtros de sub-banda que hacen que un transceptor ascendente use solo este número seleccionado de subcanales obtenibles para transmisión descendente de datos. Esto disminuye los

ES 2 341 703 T3

costes y la complejidad del equipo físico conservando todavía la compatibilidad con las normas aplicables para ADSL y proporcionando un enlace de datos de alta velocidad.

5 El documento US 5.128.619 A, que forma la técnica anterior más relevante, describe un método y un sistema para determinar automáticamente la longitud, la atenuación, la impedancia y la existencia de tomas en puente en un cable de comunicación instalado que tenga acceso a un solo extremo del cable. Un perfil de onda, que incluye impulsos incidentes y reflejados, es analizado para determinar la presencia de impulsos importantes.

10 El artículo “Líneas de Suscripción Digital de Velocidad muy Alta”, de John M. Cioffi, Revista de Comunicaciones del IEEE, abril 1999, pp. 72-79, da una visión general de servicios VDSL y expone, entre otras cosas, el transporte de servicios sobre un enlace de VDSL, el entorno de transmisión de VDSL, la transmisión de DMT, el enmascaramiento de emisión, la mitigación de ruido de impulso, el DMT sincronizado, “zipper”, métodos de supresión de RFI y VDSL basada en CAP/QAM.

15 El documento US 4.731.816 A describe un módem de alta velocidad que transmite y recibe datos digitales sobre un conjunto de frecuencias de portadora que abarcan la banda útil de una línea telefónica de acceso discado. El módem incluye un sistema para asignar de manera variable datos y potencia entre las portadoras a fin de compensar el ruido equivalente y hacer máxima la tasa de datos. Adicionalmente, se describen sistemas para eliminar la necesidad de una red de equalización, para asignar adaptativamente el control de un canal y para rastrear variaciones en los parámetros de línea.

20 El documento US 5.479.447 A se refiere a un método y aparato para transmisión de datos a alta velocidad, de anchura de banda variable, adaptativa, de una señal multiportadora sobre líneas de suscripción digital. La anchura de banda de transmisión óptima inicial es identificada basándose en estimaciones iniciales de relación señal-ruido (SNR) de las portadoras ortogonales del sistema multiportadora. Se consigue el caudal máximo de datos, o margen de rendimiento del sistema, asignando la cantidad total de información o número de bits, que ha de ser transmitida en cada símbolo multiportadora a portadoras particulares a través de un proceso de asignación de bits inicial, que posiblemente está sometido a tasas de bits erróneos de objetivo variable entre las portadoras. Una máscara de potencia de transmisión, de cualquier forma y nivel, es impuesta sobre el sistema por un proceso de asignación de energía inicial que limita la cantidad máxima de potencia que ha de ser transmitida en cada una de las distintas portadoras. Por último, la adaptabilidad del tiempo de ejecución es conseguida vigilando los errores cuadráticos medios (MSE) de las portadoras ortogonales, y la anchura de banda de transmisión, así como también la asignación de bits dentro del símbolo multiportadora, es obligada a cambiar en tiempo real en correspondencia con cambios en las características de los canales a fin de mantener un rendimiento óptimo del sistema.

35 El objeto de la presente invención es proporcionar un sistema y métodos mejorados para determinar las características de una línea de comunicación, en que se facilita en particular la recogida de datos desde uno o más módems.

40 El objeto anterior se consigue mediante un sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación de acuerdo con la reivindicación 1 o mediante un método de caracterización de líneas de comunicación de acuerdo con la reivindicación 4. Las realizaciones preferidas son el objeto de las reivindicaciones subordinadas.

Aunque los sistemas multiportadora de DSL son prometedores a causa de que ofrecen una manera económica de abrir las líneas telefónicas actuales al tráfico de transmisión de datos de alta velocidad, se plantean problemas importantes en las fases de instalación y mantenimiento de implementación de DSL que impiden una implementación rápida y generalizada. Por ejemplo, las líneas telefónicas existentes fueron instaladas inicialmente para transmisión de solamente voz. Esta transmisión de solamente voz puede ser realizada con resultados satisfactorios utilizando solamente una pequeña anchura de banda. Los sistemas DSL multiportadora requieren utilizar una anchura de banda mucho mayor que la requerida por la transmisión de voz. A altas frecuencias, las condiciones de línea que no afectan a la transmisión de voz resultan ser factores importantes que limitan la tasa de transmisión de datos digitales. Por ejemplo, la atenuación de línea se refiere a la longitud de bucle. Asimismo, la intensidad de la señal enviada desde la CO o el usuario disminuirá con la distancia. Adicionalmente, pequeños pares trenzados puestos en circuito abierto, llamados tomas en puente, conectados en derivación con pares trenzados de trabajo, si bien no afectan a la transmisión de voz, producen descensos en la función de atenuación de la línea a ciertas sub-bandas y, por tanto, degradan el rendimiento del servicio de DSL. Adicionalmente, las líneas telefónicas suelen ser agrupadas como 25 ó 50 pares trenzados en un cable. La proximidad inmediata de los pares trenzados en el cable hace que las señales generadas por los diversos servicios DSL conducidas por una línea telefónica específica sean captadas por una o más de las restantes líneas telefónicas del haz. Estas señales son percibidas como componentes de ruido aditivo a causa de que son impredecibles y carentes de sentido para todas salvo para una de las líneas telefónicas que prestan el servicio real. La interferencia que produce en las líneas telefónicas a través de algún trayecto de acoplamiento con otras líneas telefónicas se denomina diafonía.

Puede haber otras fuentes de ruido en una línea telefónica, que son producidas por la recepción de ondas electromagnéticas (EM) transmitidas por diversas fuentes, tales como estaciones de radio AM, dispositivos eléctricos, tal como secadores de pelo, potenciómetros, sistemas de alarma, o similares. Las más perjudiciales de estas fuentes electromagnéticas son generalmente las estaciones de radio AM. Como no hay dos líneas telefónicas iguales, y la disponibilidad y la calidad de un enlace de DSL son directamente proporcionales a las condiciones de la línea como se describe en lo que antecede, es importante poder calificar las líneas telefónicas para servicio de DSL y mantener el

ES 2 341 703 T3

enlace de comunicaciones una vez que se establezca el servicio. Para disminuir los costes asociados con la calificación y mantenimiento del servicio, puede resultar deseable calificar y mantener líneas telefónicas de manera remota, sin tener que enviar a un técnico a los locales de los clientes.

5 El establecimiento de un enlace de comunicaciones entre un usuario y uno o más servidores conectados a la red principal de la oficina central requiere un transceptor de DSL para gestionar la transmisión de datos de acuerdo con los principios básicos esbozados en lo que antecede. Cada uno de los transceptores en el lado del enlace, es decir, la CO y el CPE, se llaman módems. Los módems de CO y CPE incluyen algún equipo físico analógico para realizar la transmisión y recepción de señales analógicas, y una sección digital que comprende una pastilla de tratamiento
10 de señales digitales (DSP) y, por ejemplo, un Circuito Integrado Específico de Aplicaciones (ASIC) que se encarga de operaciones de procesamiento de señales. A causa de la alta tasa de datos asociada con el servicio de DSL, la pastilla de DSP deberá poder completar rápida y eficazmente el procesamiento y manipulación necesarios de datos digitales. Una realización ilustrativa de la presente invención se aprovecha de la amplia capacidad computacional de los módems DSL y la presencia de las pastillas de DSP en los dos lados de la línea de transmisión para caracterizar la
15 línea de transmisión. Aunque los módems de DSL pueden funcionar como un módem en su estado normal, también son capaces de funcionar de un modo separado en que pueden ser usados como dispositivos de prueba y medición.

Una cuestión ilustrativa a la que hay que enfrentarse durante la instalación y el mantenimiento del servicio de DSL es la determinación de la estructura física y el estado de la línea de manera que pueda tomarse una decisión respecto de la idoneidad del bucle para servicio de DSL, y qué pasos pueden darse, si procede, para mejorar la línea telefónica de manera que los proveedores de servicios puedan ofrecer mejor servicio de DSL. Por ejemplo, si se encuentra una toma en puente que produce una reducción sustancial de tasa de datos, la compañía telefónica puede enviar a un técnico para eliminar la toma en puente. En general, la longitud del bucle, la detección de las tomas en puente y la estimación de sus longitudes y lugares, y la detección de interferencias en la línea es útil para caracterizar la línea de transmisión.
25

Adicionalmente, después de la instalación del equipo físico de DSL, tiene que vigilarse el enlace para asegurar una calidad continuada de servicio. Esto requiere generalmente determinar cambios en el entorno de transmisión que pueden efectuarse otra vez, por ejemplo, usando las capacidades de procesamiento de señales del módem de DSL.

30 De acuerdo con una realización ilustrativa de esta invención, los módems de CO y CPE son usados como puntos de prueba. El proceso de prueba comprende recoger conjuntos de datos específicos durante la preparación del módem, procesar posteriormente los datos para facilitar su uso e interpretación, y extraer resultados relativos al estado de la línea. En la preparación del módem, el objetivo es ejecutar mediciones y determinar los parámetros de la línea de transmisión para permitir la restauración de las señales originales transmitidas por los módems de CPE y CO. Estas señales son distorsionadas generalmente por la línea de transmisión a través de atenuación y desfase, y degradadas aún más por el ruido. Los módems de CO y CPE pasan por un conjunto definido y estandarizado de estados para conocer los parámetros de todo el sistema de telecomunicaciones. Transmiten y reciben señales conocidas a cada módem. Estas señales ayudan a caracterizar la línea de transmisión. Por ejemplo, de acuerdo con una realización ilustrativa de esta invención, se añaden software y/o equipo físico (hardware) de recogida de datos, es decir, un módulo, a uno cualquiera
40 o ambos de los módems de CO y CPE. Este módulo de recogida de datos permite que algunos de los conjuntos de datos ya usados en la preparación del módem sean recogidos y salvados para ulterior análisis. El módulo de recogida de datos permite también que se obtengan datos adicionales y nuevos.

Como los módems de CO y CPE funcionan basándose en multiplexado por división de frecuencia, los datos recogidos en los módems de CPE y CO son diferentes en el sentido de que el módem de CPE transmite en el canal ascendente y recibe en el canal descendente, y el módem de CO transmite en el canal descendente y recibe en el canal ascendente. Por tanto, la anchura de banda de los datos recogidos en el módem de CPE está limitada a la anchura de banda del canal descendente y, de manera similar, la anchura de banda de los datos recogidos en el módem de CO está limitada a la anchura de banda del canal ascendente. Por tanto, como resultado de la preparación del módem, los
50 datos ascendentes pueden ser recogidos y salvados en el módem de CO. Igualmente, los datos descendentes pueden ser recogidos y salvados en el módem de CPE. Este tipo de proceso de prueba usa los procesos de preparación de módem normales y se basa para ello en la existencia tanto del módem de CO como del módem de CPE. Esto se denominará prueba de doble extremo.

55 En una prueba de doble extremo, los datos descendentes recogidos en el módem de CPE pueden ser transmitidos al módem de CO para, por ejemplo, ser analizados adicionalmente por los técnicos de servicio y/o el equipo físico y/o software adicionales. Eso requiere la posibilidad de establecer un enlace de diagnóstico especial entre los módems de CO y CPE para transmitir los datos de diagnóstico, aun cuando falle el enlace normal de DSL. Esto puede ser efectuado, por ejemplo, por el método descrito en el documento US 6.658.052. En caso de que no pueda establecerse un enlace de diagnóstico, solamente estarán disponibles para análisis datos locales, es decir, los datos ascendentes en el módem de CO y los datos descendentes en el módem de CPE.
60

Una o más entidades, tal como una compañía telefónica, puede desear también realizar una prueba de un solo extremo desde el módem de CO o el módem de CPE para, por ejemplo, calificar previamente las líneas del cliente para servicio de DSL. Adicionalmente, por ejemplo, un fabricante de ordenadores que instale módems de DSL en sus ordenadores puede desear realizar una prueba de un solo extremo de manera que un cliente pueda determinar qué tipo de servicio de DSL pide. En estos casos, las capacidades de procesamiento de señales del módem de DSL pueden utilizarse de una manera diferente. En una prueba de doble extremo, uno de los módems actúa como generador de
65

ES 2 341 703 T3

señales y el otro funciona como receptor de señales. En la prueba de un solo extremo, el mismo módem de DSL actúa como generador de señales y como receptor de señales para caracterizar el enlace de comunicaciones.

5 De acuerdo con una realización ilustrativa de la invención, un aspecto de la invención se refiere al procesamiento posterior e interpretación de los datos recogidos en un enlace de comunicaciones.

Un aspecto adicional de la invención se refiere a la recogida de datos de uno o más módems de CO y CPE.

10 Adicionalmente, aspectos de la invención se refieren también a la manipulación de datos en uno o más extremos de un sistema de comunicaciones para facilitar el uso e interpretación subsiguientes de los datos.

Adicionalmente, aspectos de la invención se refieren también a una o más operaciones de calibración, compensación de filtro, estimación de tablas remotas de SNR y conversión de tasas de datos en los datos obtenidos de uno o más de los módems de CO y CPE.

15 Aspectos adicionales de la invención se refieren también a proporcionar una fácil salida para interpretar resultados sobre las condiciones de las líneas.

20 Aspectos adicionales de la invención se refieren también a proporcionar una fácil salida para interpretar resultados sobre el enlace de comunicaciones entre el CPE y la CO.

Estas y otras características y ventajas de esta invención se describen en la siguiente descripción detallada de la realización o resultan evidentes de la misma.

25 **Breve descripción de los dibujos**

Las realizaciones de la invención serán descritas con detalle, haciendo referencia a las siguientes figuras, en las que:

30 La figura 1 muestra un sistema ilustrativo de caracterización de líneas de acuerdo con esta invención;

La figura 2 muestra un método ilustrativo de determinar datos calibrados de acuerdo con esta invención;

35 La figura 3 muestra un método ilustrativo de determinar datos compensados con filtro de acuerdo con esta invención;

La figura 4 muestra un método ilustrativo de reducir los efectos de filtros en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia de acuerdo con esta invención;

40 La figura 5 muestra un método ilustrativo de determinar una tabla de SNR de extremo lejano de acuerdo con esta invención;

La figura 6 muestra un método ilustrativo de determinar la tasa real de datos de acuerdo con esta invención;

45 La figura 7 muestra un modelo de longitud de bucle ilustrativo de acuerdo con esta invención;

La figura 8 muestra un método ilustrativo de determinar longitudes de bucle y longitudes de toma en puente de acuerdo con esta invención;

50 La figura 9 muestra una operación ilustrativa del proceso de detección de diafonía de acuerdo con esta invención;

La figura 10 muestra un método ilustrativo de determinar información de perturbaciones de acuerdo con esta invención;

55 La figura 11 muestra un espectro de potencia ilustrativo de un patrón de interferencias de AM/EMI;

La figura 12 muestra la segunda derivada del espectro de potencia de la figura 11 determinada de acuerdo con esta invención;

60 La figura 13 muestra un método ilustrativo de determinar la cantidad de perturbadores de AM/EMI de acuerdo con esta invención;

La figura 14 muestra un método ilustrativo de determinar una estimación de degradación de tasa de acuerdo con esta invención;

65 La figura 15 muestra un método ilustrativo de determinar una tasa de datos estimada de acuerdo con esta invención;
y

ES 2 341 703 T3

La figura 16 muestra una visión general de la función ilustrativa de determinar características de enlace de comunicaciones de acuerdo con esta invención.

Descripción detallada de la invención

5 Las realizaciones ilustrativas de esta invención serán descritas en relación con la aplicación de la invención a un entorno de receptor de ADSL. Sin embargo, deberá apreciarse que en general los sistemas y métodos de esta invención trabajarán igualmente bien para cualquier sistema de comunicación multiportadora, incluidos, pero sin que se limite a los mismos, sistemas de DSL, VDSL, SDSL, HDSL, HDSL2, o cualquier otro sistema de DSL multitonos discreto o multitonos discreto de pequeñas ondas.

10 La figura 1 muestra un sistema ilustrativo de caracterización de líneas 100. El sistema de caracterización de líneas 100 comprende uno o más módems de CO 110, uno o más módems de CPE 130 y un módulo de posprocesamiento e interpretación 150. Adicionalmente, el módem de CO 110 comprende un módulo de recogida de datos 120. Igualmente, el módem de CPE 130 comprende un módulo de recogida de datos 140. El módulo de procesamiento e interpretación 150 comprende una memoria de parámetros de interpretación 160 y está conectado a uno o más dispositivos de salida 170.

20 Para facilidad de ilustración, los componentes estándares asociados con el módem de CO 110 y un módem de CPE 130 han sido omitidos, si bien son fácilmente identificables por una persona versada con conocimientos normales en la materia. Además, el módulo de interpretación de posprocesamiento 150 ha sido simplificado, pero puede incluir, por ejemplo, un controlador, una interfaz de I/O, una memoria, y/o puede ser implementado en un procesador de señales digitales, un ASIC, o cualquier combinación de equipo físico y/o software que sea capaz de ejecutar las funciones descritas aquí. El módulo de interpretación de posprocesamiento 150 está también conectado a uno o más dispositivos de salida 170, tales como una impresora, un monitor, un sistema de visualización de caracterización de líneas, un PDA, una interfaz gráfica de usuario, un sistema de vigilancia de red, un sistema de análisis de DSL, o similares.

30 Si bien la realización ilustrativa mostrada en la figura 1 enseña el sistema de caracterización de líneas 100 y diversos componentes separados, ha de apreciarse que los diversos componentes del sistema de caracterización de líneas pueden estar combinados o situados en partes distantes de una red distribuida, tal como un área local de red, una red de área amplia, una intranet y/o la Internet, o dentro de un sistema dedicado de caracterización de líneas. Por tanto, deberá apreciarse que los componentes del sistema de caracterización de líneas 100 pueden estar combinados en un solo dispositivo o asignados en un nodo particular de una red distribuida o combinados en uno o más de un módem de CO o un módem de CPE. Por tanto, se apreciará de la siguiente descripción, y por razones de eficiencia informática, que los componentes del sistema de caracterización de líneas 100 pueden disponerse en cualquier lugar, tal como en un ordenador de uso general o dentro de una red distribuida o un sistema dedicado de caracterización de líneas sin afectar al funcionamiento del sistema.

40 Como se describe en lo que antecede, los módulos de recogida de datos 120 y 140, que pueden ser una combinación de equipo físico y/o software, permiten al menos que los conjuntos de datos usados en la preparación del módem sean recogidos y salvados. Además, los módulos de recogida de datos 120 y 140 permiten que la recogida de nuevos datos o conjuntos de datos puedan obtenerse durante la preparación o en el tiempo de prueba. Por tanto, uno o más conjuntos de datos son recogidos desde el módulo de recogida de datos 120 y/o el módulo de recogida de datos 140 y enviados al módulo de interpretación de posprocesamiento 150 para análisis.

45 Por ejemplo, como se expone en lo que antecede, en caso de que resulte difícil establecer un enlace de comunicación entre un módem y el módulo de posprocesamiento e interpretación 150, puede establecerse un enlace de diagnóstico tal como el descrito en el documento US 6.658.052.

50 Sin embargo, en general, cualquier protocolo o método que sea capaz de enviar los datos desde uno o más de los módems de CO y CPE puede trabajar igualmente bien con los sistemas y métodos de esta invención.

55 Después de la recogida de datos, el módulo de posprocesamiento e interpretación 150 procesa los datos, por ejemplo, para permitir una interpretación más fácil de las características de línea. En particular, el proceso de posprocesamiento incluye calibración, compensación de filtro, determinación de la mezcla de SNR a partir de las tablas de bits y ganancias y conversión de tasa. El proceso de interpretación incluye, con la cooperación de la memoria de parámetros de interpretación 160 que almacena uno o más parámetros, caracterización de bucle, detección de interferencias, una estimación de reducción de datos y una estimación de tasa de datos.

60 En general, el posprocesamiento entraña diversas tareas, tales como convertir los datos en bruto de un formato a otro, graduar a escala los datos y compensar los filtros analógicos y digitales en el trayecto de transmisión.

65 En general, durante el proceso de interpretación, el proceso ilustrativo de estimación de longitud de bucle estima la longitud de bucle e intenta determinar la presencia de una o más tomas en puente en la línea de transmisión. Si se detecta una toma en puente, se estima también la longitud de la toma en puente. La estimación es ejecutada comparando un modelo de la función de transferencia de la línea, que está parametrizado según la longitud de bucle y las longitudes y lugares de las tomas en puente, con la función real de la transferencia medida de la línea. Se usan tres

ES 2 341 703 T3

algoritmos para estimar la estructura física del bucle dependiendo de qué conjunto de datos se esté usando, es decir, ascendente, descendente, o reflectometría en el dominio del tiempo de un solo extremo.

5 El proceso de detección de interferencias identifica diafonía y perturbadores electromagnéticos en la línea analizando el espectro de potencia medido del ruido. La estimación de reducción de tasa de datos calcula la reducción de tasa de datos producida por la presencia de los perturbadores en la línea de transmisión. De manera similar, la estimación de tasa de datos calcula la tasa de datos máxima que la línea de transmisión puede soportar a través del uso de una prueba de un solo extremo. La prueba combina los resultados de la prueba de reflectometría en el dominio del tiempo de un solo extremo y la medición del espectro de potencia del ruido en la línea para estimar un perfil de SNR aproximado para ambos canales ascendente y descendente así como estima también la tasa de datos basándose en estas tablas de SNR.

15 La figura 16 ilustra una visión general del método para ejecutar caracterización de enlace de comunicaciones. Específicamente, el control comienza en la etapa S10 y continúa hasta la etapa S20. En la etapa S20, se obtienen datos en bruto de uno o más de un módem de CO y un módem de CPE. A continuación en la etapa S30, es ejecutado procesamiento en una parte de los datos en bruto. Luego, en la etapa S40, es ejecutada interpretación en una o más de una parte de los datos en bruto y una parte de los datos posprocesados. Luego continúa el control a la etapa S50.

20 En la etapa S50, el enlace de comunicaciones, es decir, la línea, la información de estado es pasada o entregada como salida en, por ejemplo, un formato visualmente presentable en pantalla. Luego continúa el control a la etapa S60 en que termina la secuencia de control.

25 La figura 2 esboza un método ilustrativo para ejecutar una calibración que modifica los datos recogidos de manera que los datos aparecen como si hubieran sido medidos, por ejemplo, con equipo de prueba estándar. En particular, la rutina de calibración toma los datos recibidos, que pueden llegar en forma de datos en bruto, los ajustes de amplificador de ganancia programable (PGA) usados para recoger los datos, y la escala de ganancia, si la hubiere, y da salida a los datos calibrados. Sin embargo esta función de calibración y los datos calibrados resultantes pueden variar dependiendo de la implementación real y de los datos en bruto que se están analizando.

30 En particular, el control comienza en la etapa S100 y continúa hasta la etapa S110. En la etapa S110, es recibida una agrupación de datos en bruto. A continuación, en la etapa S120, es determinado el número de elementos de la agrupación de datos en bruto. Luego, en la etapa S130, son determinados los ajustes de PGA que estuvieran presentes durante el proceso de recogida de datos. Luego continúa el control hasta la etapa S140.

35 En la etapa S140, es determinada la información de graduación a escala que fue aplicada a los datos en bruto recibidos. A continuación, en la etapa S150, y para una pluralidad predeterminada de iteraciones, es ejecutada la etapa S160. En particular, en la etapa S160, es determinada una agrupación de salida que contiene los datos calibrados. Luego continúa el control hasta la etapa S170.

40 En la etapa S170, es entregada como salida la agrupación de datos calibrados. El control continúa hasta la etapa S180 en que termina la secuencia de control.

45 La rutina de compensación de filtro elimina los efectos de los filtros de extremo delantero analógico (AFE) de los datos recibidos. En particular, la rutina de compensación de filtro modifica los datos calibrados basándose en la respuesta específica en el dominio de la frecuencia del dispositivo de los filtros de AFE, y entrega como salida los datos compensados de filtro.

50 La figura 3 muestra un método ilustrativo de ejecutar la compensación de filtro. En particular, el control comienza en la etapa S200 y continúa hasta la etapa S210. En la etapa S210, es recibida la agrupación de datos calibrados. A continuación, en la etapa S220, es recibida la función de filtro específica en el dominio de la frecuencia de dispositivo, en dB. Después, en la etapa S230, es determinado el número de elementos de la agrupación de datos calibrados. Luego continúa el control en la etapa S240.

55 En la etapa S240, para un número predeterminado de iteraciones, es ejecutada la etapa S250. En particular, en la etapa S250, son determinados los datos compensados de filtro, que es una agrupación que contiene los datos compensados de filtro y los datos calibrados. A continuación, en la etapa S260, es entregada como salida la agrupación de datos compensados de filtro. Luego continúa el control en la etapa S270 en que termina la secuencia de control.

60 En, por ejemplo, la vigilancia de servicio, el módem de CPE y el módem de CO recogen la señal de reverberación recibida en una trama de sincronización. Como la ecualización en el dominio del tiempo y la ecualización en el dominio de la frecuencia están normalmente activas durante el tiempo de muestra, la señal de reverberación recibida es afectada por los filtros de ecualización en el dominio del tiempo y de ecualización en el dominio de la frecuencia. Mediante el uso de deconvolución en el dominio de la frecuencia, es posible que el módulo de posprocesamiento e interpretación 150 elimine los efectos de la ecualización en el dominio del tiempo y la ecualización en el dominio de la frecuencia.

65 En particular, la figura 4 esboza un método ilustrativo de reducir los efectos de los filtros de ecualización en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. El control comienza en la etapa S300 y continúa en la etapa

ES 2 341 703 T3

5 S310. En la etapa S310, es recibida la agrupación de datos calibrados, en dB. Estos datos calibrados pueden ser anteriores o posteriores a la corrección de la ecualización en el dominio del tiempo y de la frecuencia. A continuación, en la etapa S320, es determinada una agrupación con los coeficientes de filtro de ecualización en el dominio del tiempo. Por ejemplo, los coeficientes de ecualización en el dominio del tiempo pueden ser almacenados en el módem de CO/CPE después de la preparación de manera que el sistema sólo necesita acceder a los coeficientes almacenados. Luego, en la etapa S330, es determinada una agrupación con los coeficientes de filtro de ecualizador en el dominio de la frecuencia, en dB. Por ejemplo, los coeficientes de ecualización en el dominio de la frecuencia pueden ser almacenados en el módem de CO/CPE después de la preparación de manera que el sistema sólo necesita acceder a los coeficientes almacenados. Luego continúa el control hasta la etapa S340.

10 En la etapa S340, es determinado el número de elementos de la agrupación de datos calibrados. A continuación, en la etapa S350, durante un número predeterminado de iteraciones, es determinada la Transformada Rápida de Fourier de los coeficientes de ecualización en el dominio del tiempo. Luego continúa el control hasta la etapa S370.

15 En la etapa S370, y durante un número predeterminado de iteraciones, es realizada una deconvolución en el dominio de la frecuencia logarítmica en la etapa S380 para determinar el valor compensado de los datos. En la etapa S390, se entregan como salida los datos compensados, lo que reduce o elimina los efectos de la ecualización en el dominio del tiempo y de la ecualización en el dominio de la frecuencia. Luego continúa el control hasta la etapa S395 en que termina la secuencia de control.

20 En una previsión de dos extremos, si un módem de CO o de CPE no es capaz de establecer un enlace de diagnóstico, sólo se encuentran disponibles los datos locales ascendentes o descendentes. Sin embargo, puede obtenerse una representación de la tabla de SNR en el módem extremo alejado a través de un enlace estándar. De acuerdo con las especificaciones G.dmt y G.Lite, cada una de las cuales se incorpora en esta memoria por referencia a su totalidad, cada módem envía una tabla de bits y ganancias al módem de correspondiente ascendente o descendente. Esta tabla indica el número de bits asignado a cada tono y la ganancia fina correspondiente. Como la tabla de asignación de bits está directamente relacionada con la SNR, el módulo de posprocesamiento e interpretación 150 puede ejecutar una transformación inversa de la tabla de bits y ganancias a la tabla de SNR.

30 En particular, la figura 5 esboza un método ilustrativo de determinar la mezcla de SNR a partir de la tabla de bits y ganancias. En particular, el control comienza en la etapa S400 y continúa en la etapa S410. En la etapa S410, es recibida la tabla de carga de bits de extremo alejado. En la etapa S420, es recibida la tabla de ganancias finas de extremo alejado. Después, en la etapa S430, es determinado el número de elementos de las agrupaciones de bits y ganancias. Luego continúa el control hasta la etapa S440.

35 En la etapa S440, es determinada la agrupación de SNR requerida. Por ejemplo, la agrupación de SNR requerida puede ser una agrupación prefijada predeterminada para la aplicación de DSL específica. Esta agrupación puede ser obtenida a partir de, por ejemplo, las especificaciones G.lite, G. 992.1, y G. 992.2.

40 La agrupación de SNR puede almacenarse también en el software del módem de CO/CPE que ha de ser usado en la fase de carga de bits de la inicialización del módem. A continuación, en la etapa S450, es determinado el margen. El margen es un parámetro que determina en cuánto se reducirá la SNR al determinar la tabla de bits. Por ejemplo, un margen de 6dB significa que cuando se asigna la tabla de bits, la SNR en cada bit será reducida en 6dB. Por consiguiente, el margen proporciona al sistema un cojín de SNR contra aumentos repentinos de ruido. A continuación, en la etapa S460 durante un número predeterminado de iteraciones, es estimada la tabla de SNR en la etapa S470. Luego continúa el control hasta la etapa S480.

50 En la etapa S480, es entrega como salida la tabla de SNR estimada de extremo alejado. Luego continúa el control en la etapa S490 en que termina la secuencia de control.

Además de lo que antecede, el módulo de interpretación de posprocesamiento 150 también es capaz de convertir la tasa de datos de la agrupación de datos recibida. En particular, y de acuerdo con una realización ilustrativa, la agrupación de datos es convertida, basándose en unidades de 32 Kbps, en la tasa de datos real en Kbps.

55 La figura 6 esboza un método ilustrativo de convertir la tasa de datos. En particular, el control comienza en la etapa S500 y continúa en la etapa S510. En la etapa S510, es determinada la tasa de datos en bruto. A continuación, en la etapa S520, la tasa de datos en bruto es convertida en la tasa de datos real en Kbps. Después, en la etapa S530, es entregada como salida la tasa de datos real. El control continúa luego en la etapa S540 en que termina la secuencia de control.

60 La parte de interpretación del módulo de posprocesamiento e interpretación 150 extrae resultados comprensibles de los datos posprocesados. En particular, como se explica en lo que antecede, durante la interpretación, el módulo de posprocesamiento e interpretación 150 al menos es capaz de ejecutar caracterización de bucle, cálculo de diafonía y perturbaciones, detección de interferencias de radio AM y electromagnéticas, cálculos de degradación de tasa y cálculos de tasa de datos.

65 En particular, un método ilustrativo de caracterización de bucle que trabaja con los sistemas y métodos de esta invención emplea una solución basada en modelos para estimar la longitud del bucle y las longitudes de hasta dos

ES 2 341 703 T3

tomas en puente. Específicamente, como se ilustra en la solicitud en tramitación número de serie 09/755.172, se realiza una comparación entre la respuesta medida de impulso de canal y la respuesta de impulso de canal de un modelo de bucle consistente en un cable de un solo calibre y que contiene hasta dos tomas en puente. La longitud de los bucles y las longitudes de las tomas en puente son los parámetros de la respuesta teórica de impulso de canal. El algoritmo cambia los parámetros del modelo teórico y evalúa la diferencia entre la respuesta medida de impulso de canal y la respuesta teórica de impulso de canal. La longitud de bucle y/o las longitudes de las tomas en puente que reducen al mínimo las funciones de error son declaradas entonces valores estimados.

Si bien el método anteriormente descrito aprovecha un modo de diagnóstico de doble extremo, con lo que los módems de CO y CPE se encuentran disponibles, si el módem de CPE no está todavía instalado o no está operativo, el módulo de posprocesamiento e interpretación podrá ejecutar una técnica de reflectometría en el dominio del tiempo (TDR) que puede ser usada para estimar la estructura física de la línea.

Específicamente, los datos requeridos por el algoritmo en el dominio del tiempo se obtienen enviando una señal predefinida sobre el canal y evaluando el perfil de onda del eco. El eco obtenido de este modo es analizado para detectar la discontinuidad de impedancia producida por cualesquiera tomas en puente, un extremo abierto del bucle, bobinas de carga, o similares. Durante las mediciones de reflectometría en el dominio del tiempo puede estar funcionando un supresor de eco (no mostrado) para suprimir el eco de extremo próximo producido por los circuitos analógicos de extremo delantero (AFE) de la tarjeta de línea.

Si $x_k(n)$, $n=1, \dots, n$, en que N es el número de muestras de señal dentro de una trama, es la versión muestreada de la señal recibida en la k ésima trama en la salida del supresor de eco, el perfil de onda de la TDR llega a ser:

$$TDR(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k(n)$$

Obsérvese que el perfil de onda de la TDR es obtenido calculando el promedio del dominio de tiempo. Por consiguiente, la FFT en el trayecto de recepción se desconectará durante el proceso de cálculo del promedio.

En teoría, cualquier discontinuidad de impedancia en el bucle produce una reflexión que es observada como un impulso cuyo lugar y altura pueden ser usados para estimar la distancia de la discontinuidad de impedancia así como también el tipo, es decir, si la discontinuidad de impedancia es producida por una toma en puente o extremo abierto del bucle. Si están presentes en el bucle múltiples discontinuidades de impedancia, resulta muy complicado analizar el perfil de onda en el dominio del tiempo de la señal de eco. Por esta razón, puede usarse una solución basada en modelos para las estimaciones de TDR.

El método ilustrativo compara en general el eco observado con el de un modelo en que se supone que el canal consta de tres secciones separadas por dos tomas en puente como se muestra en la figura 7. Un objetivo del análisis de la TDR es estimar $d_i = 1, 2, 3$ y $b_j = 1, 2$ que proporcionan información acerca del lugar y las longitudes de las tomas en puente así como también la longitud de todo el bucle.

En la fase de medición, todos los teléfonos en los locales del cliente deberán estar colgados. Esto es necesario ya que el modelo de bucle supone que el extremo del bucle no termina como nulo, es decir, abierto. Esto requiere detección de los estados de colgado/descolgado antes de las mediciones de TDR.

A continuación, la mención de TDR es realizada calculando el promedio de la señal de eco sobre K tramas y registrando el resultado. Este proceso da por resultado un perfil de onda de eco en el dominio del tiempo que será comparado con la respuesta de eco de un bucle conocido.

El modelo teórico para la función de transferencia de canal de eco en el caso ascendente puede describirse en dos etapas. La primera etapa consiste en escribir las ecuaciones para la corriente y la tensión en la fuente (CO Transmitir), I_s , V_s , en función de la corriente y la tensión en la carga (CO Recibir), I_L , V_L , a través de la aplicación de matrices ABCD. Por tanto, la respuesta de eco de un determinado bucle d_i y B_j viene dada por:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = F^N \times A^i \times B^j \times A^2 \times B^2 \times A^3 \times F^L \times \begin{bmatrix} V_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

en que A^i , B^j , F^S y F^L son matrices de 2×2 , cuyos elementos son en realidad agrupaciones de $N/2$ elementos, en que N es el número de muestras en la memoria intermedia de perfil de onda de TDR o trama. En este caso, A^i es una matriz que representa la respuesta en el dominio de la frecuencia de la i ésima sección del bucle, B^j es la matriz que representa la respuesta de la j ésima toma en puente, y F^S y F^L son las matrices que representan los circuitos de AFE para

ES 2 341 703 T3

trayectos TX (fuente) y RX (carga). De la anterior función de transferencia, puede derivarse el trayecto de eco que viene dado por:

5

$$H_{\text{echo}} = \frac{V_L}{V_S}$$

10

Entradas de las anteriores matrices son las siguientes:

15

$$A_{11}^i = A_{22}^i = \cosh(\gamma d_i)$$

20

$$A_{12}^i = Z_0 \sinh(\gamma d_i), \quad A_{21}^i = A_{12}^i Z_0^{-2}$$

en que \sinh es seno.

Entradas de la matriz B^j :

25

$$B_{11}^j = B_{22}^j = 1$$

$$B_{12}^j = 0, \quad B_{21}^j = Z_j^{-1}$$

30

en que Z_j^{-1} es una cantidad relativa a la impedancia de la $j^{\text{ésima}}$ toma en puente y por último:

35

$$F_{11}^s = F_{22}^s = 1, \quad F_{12}^s = 0, \quad F_{21}^s = Z_s$$

$$F_{11}^L = F_{22}^L = 1, \quad F_{12}^L = 0, \quad F_{21}^L = Z_L^{-1}$$

40

45

A partir de estas ecuaciones puede determinarse el tamaño de memoria requerido. Como ejemplo, cada una de las entradas de las matrices puede ser agrupaciones de 128 elementos complejos. Como puede ser complicado determinar los valores del $\cosh(\gamma d)$ y $\sinh(\gamma d)$, estas cantidades pueden predeterminarse a intervalos regulares, tal como intervalos de 150 metros, desde 1500 m a 4500 m. Estos intervalos predeterminados ilustrativos requerirían 42×256 lugares para almacenar los valores de $\cosh(\cdot)$ y $\sinh(\cdot)$, y 256 lugares para almacenar Z_0^{-2} . Suponiendo que las longitudes de toma en puente pueden ser distinguidas en incrementos de 75 m, sería necesario que se asignaran 6×256 lugares para Z_j^{-1} . Adicionalmente, serían necesarios 2×256 lugares para almacenar los valores de Z_S y Z_L^{-1} . Esto asciende a un total de 52×256 lugares. Asimismo, serían necesarios 8×256 lugares para almacenar los resultados intermedios de las multiplicaciones.

50

Dada la función teórica de transferencia de eco del sistema, la longitud de bucle y las longitudes de toma en puente y lugares son estimadas reduciendo al mínimo lo siguiente con respecto a d_1, d_2, d_3 y b_1, b_2 :

55

$$\min_{d_i, b_j} |TDR - H_{\text{echo}}(d_i, b_j)|^2$$

60

Por tanto, tiene que realizarse una búsqueda sobre los parámetros d_i y b_j . Desde el lugar del primer impulso reflejado d_1 y b_1 , si la reflexión fue producida por una toma en puente, puede estimarse el lugar. Por consiguiente, d_1 y b_1 pueden eliminarse de la búsqueda. Las tres primeras matrices en la expresión para la respuesta de eco, $F^S \times A^1 \times B^1$ pueden agruparse y no es necesario que sean consideradas. Para cada conjunto de parámetros de búsqueda, d_2, b_2, d_3 , se construye la respuesta de eco. Luego, se determina la diferencia entre las respuestas de eco real y teórica. Este proceso se repite tantas veces como sea necesario por el algoritmo de búsqueda. Como el algoritmo de búsqueda necesita generalmente un número variable de iteraciones para llegar a los valores óptimos d_2, d_3, b_2 , este número es difícil de predecir.

65

ES 2 341 703 T3

La figura 8 muestra un método ilustrativo de caracterizar el bucle usando reflectometría en el dominio del tiempo. Específicamente, el control comienza en la etapa S550 y continúa hasta la etapa S555. En la etapa S555, se determina si los teléfonos están colgados. Si los teléfonos están colgados, el control salta a la etapa S565. De otro modo, el control continúa hasta la etapa S560. En la etapa S560, se cuelgan los teléfonos. Luego continúa el control hasta la etapa S565.

En la etapa S565, es enviada una señal predefinida sobre el canal y el perfil de onda de eco analizado. A continuación, en la etapa S570, se determina el perfil de onda de TDR calculando el promedio de la señal de eco sobre K tramas. Después, en la etapa S575, se varían la longitud de bucle y las longitudes de toma en puente del modelo. Luego continúa el control a la etapa S580.

En la etapa S580, se vigila la diferencia entre la respuesta medida de impulso de canal y la respuesta teórica de impulso de canal. A continuación, en la etapa S585, se declaran los valores estimados basándose en la longitud de bucle/longitud de toma en puente que reduce al mínimo la función de error. Luego continúa el control hasta la etapa S590, en que termina la secuencia de control.

Aparte de estimar los elementos tales como la longitud de bucle y las longitudes de toma en puente que forman la estructura física de un bucle, el proceso de interpretación puede también identificar diversas fuentes de diafonía y perturbaciones en el canal. Pares de cables trenzados están típicamente agrupados como unidades de 25 ó 50 pares. Diferentes servicios de DSL, tales como HDSL, T1 o ISDN, prestados por uno o más de los pares trenzados son captados normalmente por los restantes pares trenzados del grupo y observados como fuentes de ruido. La interferencia que introduce un par trenzado a través de algún trayecto de acoplamiento con los otros pares trenzados se denomina diafonía.

Hay otras fuentes de perturbaciones en la línea que son producidas por acoplamiento electromagnético. Un buen ejemplo son las estaciones de radio AM. Un cableado doméstico defectuoso suele dar por resultado la observación de señales de AM en la banda de frecuencias de DSL. Un objetivo de los algoritmos de estimación de diafonía/perturbaciones es identificar las fuentes de diafonía y proporcionar información cuantitativa acerca de las fuentes tal como el nivel de potencia y la frecuencia del perturbador. A la identificación de una diafonía/perturbador en la línea le sigue una estimación de degradación de tasa que es una predicción de la pérdida de tasa de datos producida por la presencia del perturbador identificado.

Desde un punto de vista algorítmico, hay dos algoritmos diferentes que identifican la diafonía y la interferencia electromagnética (EMI). Después de tratar el proceso de recogida de datos, se describirán con detalle estos dos algoritmos.

El proceso de detección de interferencias usa el espectro de potencia del ruido de canal inactivo (ICN) para la estimación de la diafonía/perturbadores en la línea. Durante la medición de ICN, se vigila el canal para asegurarse de que no hay señales significativas, tales como un tono de petición de activación, en la línea. Si una señal presente en el receptor es denotada como $x(n)$, en que $n = 1, \dots, N$ es el índice de muestra dentro de una trama, y N es el número de muestras contenido en una trama, el espectro de potencia, $S_{xx}(f)$, se estima de acuerdo con:

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |FFT_N(x_k(n))|^2$$

en que $x_k(n)$ es la señal muestreada recogida durante la $k^{\text{ésima}}$ trama y K es el número de tramas sobre las cuales se halla el anterior promedio. En otras palabras, la secuencia de señales de punto N $x_k(n)$ es muestreada en la $k^{\text{ésima}}$ trama, la FFT de punto N es tomada y el promedio del cuadrado de las magnitudes de los coeficientes de FFT para K tramas consecutivas es determinado. Este proceso proporciona la estimación periodográfica del espectro de potencia. Al igual que el caso con las mediciones de señal de reverberación, el espectro de potencia puede obtenerse sólo en un conjunto discreto de frecuencias, $f_i = i\Delta f$, $i = i_f, \dots, i_l$, en que i_f e i_l denotan los tonos primero y último en que es muestreado el espectro de potencia. El proceso de acumulación continúa hasta que se obtiene la precisión deseada en el proceso de medición de ruido. Por ejemplo $K = 512$ o $K = 1024$ acumulaciones deberán proporcionar excelentes resultados.

El tipo de diafonía y la potencia son estimados comparando el espectro medido de potencia de ruido con máscaras espectrales de diafonía conocidas tales como DSL Next, HDSL Next, T1 Next, o similares. Las etapas algorítmicas reducen al mínimo con respecto a i , en que i denota el $i^{\text{ésimo}}$ perturbador conocido, g , que es la potencia del perturbador, y σ , que representa la potencia del ruido blanco, el cuadrado de la diferencia entre las máscaras espectrales de potencia de interferencia observada y conocida. Se determina el perturbador lo que reduce al mínimo el error cuadrático medio (MSE) de acuerdo con:

ES 2 341 703 T3

$$MSE_i(g, \sigma) = \sum_{n=6}^{256} |PSD_{ICN}(n) - (g^2 PSD_i(n) + \sigma^2)|^2$$

5

En el anterior algoritmo, i , g y σ , que están asociados con el tipo de perturbador, la potencia y el nivel de ruido blanco, respectivamente, son variados y se elige el conjunto de variables que reduzca al mínimo el MSE sobre todos los tipos de diafonía candidata elegidos. Por ejemplo $i = 1$ puede denotar un perturbador DSL Next y g puede denotar su potencia. Como ejemplo, los requisitos de memoria para este algoritmo pueden ser 256 lugares para almacenar los espectros de potencia de ICN y 256 lugares para almacenar los espectros de potencia de cada perturbador conocido. Si hay P tipos diferentes de perturbadores conocidos, el requisito de almacenamiento es $P \times 256$. Sin embargo, deberá hacerse notar que los requisitos de almacenamiento pueden reducirse determinando la PSD de la diafonía dada improvisadamente en lugar de usar los 256 lugares para almacenar todo el espectro. Por consiguiente, la memoria de datos puede ser compensada con la memoria de programa, y pueden usarse aproximadamente 350 lugares adicionales para almacenar variables intermedias durante la ejecución ilustrativa del algoritmo de búsqueda del MSE.

En cuanto al algoritmo de búsqueda que se usará para determinar los parámetros i , g y σ que reduzcan al mínimo el MSE, es sencillo detectar el nivel de ruido blanco de fondo de manera que este nivel de ruido pueda hacerse disminuir del algoritmo de búsqueda. Resta reducir al mínimo el MSE con respecto a g para cada i , lo que puede ser efectuado tomando Q valores posibles para g y hallando, sobre estos Q valores predeterminados, el que reduzca al mínimo el MSE. Valores ilustrativos típicos para P y Q son $P = 5$, es decir, cinco PSD de perturbador conocidos, y $Q = 50$.

En la figura 9 se ilustra un ejemplo del funcionamiento del algoritmo de detección de diafonía. La línea continua es la PSD medida del ICN en función de la PSD de la diafonía que se ajusta mejor a los datos observados. La perturbación real sobre la línea era un perturbador DSL Next con una potencia de -35 dBm y el algoritmo de detección de diafonía encontró exactamente la misma respuesta.

La figura 10 muestra un método ilustrativo de determinar una estimación de la diafonía. En particular, el control comienza en la etapa S600 y continúa hasta la etapa S610. En la etapa S610, es recibida una agrupación que contiene ruido de canal. A continuación, en la etapa S620, es realizada minimización con respecto al $i^{\text{ésimo}}$ perturbador variando la potencia del perturbador y el ruido blanco. Después, en la etapa S630, se determina qué perturbador reduce al mínimo el error cuadrático medio de acuerdo con $MSE_i(g, \sigma)$. Luego continúa el control a la etapa S640.

En la etapa S640, se entrega como salida la información de las perturbaciones. El control continúa luego hasta la etapa S650 en que termina la secuencia de control.

Un receptor de ADSL es también susceptible de interferencia AM/EMI a causa de que una parte de la banda de recepción de ADSL coincide con las frecuencias de difusión de AM y de aficionados. Según las especificaciones de la FCC, las frecuencias de radiodifusión de AM comienzan a 540 kHz y se extienden hasta 1,8 MHz. Más allá de esta banda de frecuencias, es posible encontrar entradas de EMI producidas por la transmisión de radioaficionados en las bandas que van desde 1,9 MHz hasta aproximadamente 3,3 MHz. Por consiguiente, el cableado doméstico que conecta el módem de ADSL a la línea telefónica puede actuar de antena que detecte una o más fuentes de AM y/o EMI.

La figura 11 muestra un espectro de potencia ilustrativo de un patrón de interferencias típico de AM/EMI con múltiples interferencias de AM. La difusión AM fue realizada modulando una señal de banda de base, tal como una señal de voz o música, mediante modulación de amplitud. Denotando la señal de banda de base por $f(t)$, siendo t el tiempo, la señal de modulación viene dada por:

50

$$e_m(t) = f(t)\cos(\omega_c t) + A \cos(\omega_c t)$$

55 en que A es una constante y $\omega = 2\pi f_c$ es la frecuencia de portadora en radianes. De la ecuación anterior, el espectro de $e_m(t)$ consiste en una señal de banda de base desplazada en frecuencia en $\pm\omega_c$ más dos impulsos adicionales a $\pm\omega_c$. Por consiguiente,

60

$$FFT(e_m(t)) = \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] + \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

65 La detección de interferencias AM/EMI es complicada por el hecho de que el espectro observado depende del espectro desconocido de la señal de banda de base variable en el tiempo $f(t)$ como se ilustra en lo que antecede. Por tanto, el algoritmo de detección de AM/EMI deberá usar solamente la frecuencia de portadora de la onda de

ES 2 341 703 T3

modulación como signatura. La frecuencia de interferencias AM/EMI y la potencia pueden ser estimadas modelando el espectro de potencia de AM/EMI como un ruido de fondo constante más una pluralidad de picos, parametrizados por la frecuencia y la altura, que representan las frecuencias de portadora de AM/EMI. A continuación, se compara el modelo con el espectro observado variando la frecuencia y la altura de cada pico individual. La configuración de frecuencia/altura del modelo que se adapta mejor al espectro de potencia original en función del error cuadrático medio se declara como la estimación.

Sin embargo, como cada pico es parametrizado por dos parámetros, es decir, frecuencia y altura, cada perturbador AM/EMI adicional añade dos parámetros más a la optimización. Si, por ejemplo, hubiera 10 perturbadores de AM/EMI, sería necesario que la optimización fuera efectuada sobre 20 parámetros. Esto, en general, presenta un problema de optimización muy complicado que puede ser difícil de resolver en la práctica. Sin embargo, analizando el espectro de las interferencias de AM/EMI, se ve que la primera derivada del espectro a frecuencias de portadora no es continua. Es decir, a la frecuencia de portadora, la pendiente del espectro salta bruscamente desde un número grande positivo a un número grande negativo. Así, la segunda derivada del espectro contiene impulsos negativos grandes y éstos pueden ser detectados estableciendo un umbral negativo y determinando los impulsos cuyas alturas están por debajo del umbral fijado.

Las figuras 11 y 12 ilustran el funcionamiento del método de detección de AM/EMI. Específicamente, la figura 11 muestra el espectro de potencia de la banda de receptor de ADSL que contiene un número de perturbadores de AM/EMI. La figura 12 muestra la segunda diferencia que se corresponde con la segunda derivada en tiempo continuo del espectro de potencia de la figura 11. Pueden observarse grandes picos negativos en los puntos en que están situadas las frecuencias de portadora de AM/EMI. Las frecuencias de portadora son detectadas localizando los puntos de la figura 12 en que la segunda diferencia rebasa un umbral predeterminado, como se ilustra mediante la línea de trazos. La potencia de cada perturbador de AM/EMI es estimada entonces directamente a partir del espectro de potencia original.

La figura 13 muestra un método ilustrativo de determinar perturbadores de AM/EMI. En particular, el control comienza en la etapa S700 y continúa hasta la etapa S710. En la etapa S710, se recibe una agrupación que contiene el ruido de canal. A continuación, en la etapa S720, durante un número predeterminado de iteraciones, se determina en la etapa S730 la segunda diferencia de la agrupación que contiene el ruido de canal inactivo. Después, en la etapa S740, durante un número predeterminado de iteraciones, se detectan las frecuencias de portadora que rebasan un umbral predeterminado. Luego continúa el control hasta la etapa S760.

En la etapa S760, se entrega como salida una agrupación que contiene los números de tono correspondientes a los perturbadores detectados de AM/EMI. A continuación, en la etapa S760, se entrega como salida una agrupación que contiene el nivel de potencia de los perturbadores de AM/EMI. Después, en la etapa S780, se entrega como salida el número de perturbadores de AM/EMI. Luego continúa el control hasta la etapa S790 en que termina la secuencia de control.

Otra función del módulo de posprocesamiento e interpretación 150 es estimar la reducción de tasa producida por la presencia de diafonía y/o perturbadores en la línea. Si el método de detección de diafonía y/o perturbadores determina que hay fuentes de ruido diferentes del ruido blanco de fondo de la línea, el método actualiza las tablas de SNR disponibles que pueden ser obtenidas a través de diagnósticos de un solo extremo o de doble extremo, o invirtiendo la reducción de la SNR producida por los perturbadores. La metodología activa entonces una rutina de carga de bits en la tabla de SNR actualizada con una información dada de margen, tramas y codificación para determinar las tasas para una línea sin perturbadores. La diferencia entre las tasas de datos real y estimada da la reducción de tasa producida por las fuentes de ruido. La SNR es determinada de acuerdo con:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}$$

en que $H(f_i)$ es la respuesta de impulso de canal evaluada en el $i^{\text{ésimo}}$ tono y $S_{xx}(f_i)$ es la densidad espectral de potencia (PSD) del ruido en la línea evaluada en el $i^{\text{ésimo}}$ tono. Si no hay fuentes de ruido de la línea, excepto el ruido blanco de fondo, la ecuación de SNR podría simplificarse a:

$$SNR_{No-Disturber}(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{\sigma^2}$$

en que σ es la desviación estándar del ruido blanco. De las anteriores ecuaciones, una vez se detecta un perturbador, puede determinarse la $SNR_{No-Disturber}$ dadas $S_{xx}(f_i)$, la PSD real del ruido (ICN) y σ . A continuación, es ejecutada

ES 2 341 703 T3

la rutina de carga de bits en la $SNR_{No-Disturber}$ y determinada la diferencia de tasa correspondiente a la SNR y a la $SNR_{No-Disturber}$.

5 El método puede usar la rutina de carga de bits existente para determinar la tasa de datos estimada para una línea sin perturbadores. Por consiguiente, puede reducirse la memoria requerida para ejecutar el método.

10 La figura 14 muestra un método ilustrativo para generar la estimación de degradación de tasa. Específicamente, el control comienza en la tasa S800 y continúa hasta la etapa S810. En la etapa S820, se recibe la agrupación que contiene el ruido de canal inactivo. A continuación, en la etapa S820, se determina una agrupación que contiene el ICN sin diafonía ni perturbaciones de AM/EMI. Después, en la etapa S830, se determina la mezcla de SNR. Luego continúa el control hasta la etapa S840.

15 En la etapa S840, se determina el margen. A continuación, en la etapa S850, se recoge información acerca del modo de tramas que se usó en la preparación recogida. Después, en la etapa S860, se determina de nuevo la ganancia de codificación. Luego continúa el control hasta la etapa S870.

20 En la etapa S870, se determina el número de elementos en la tabla de SNR. A continuación, en la etapa S880, se determina la tasa de datos basándose en la tabla de SNR. Después, en la etapa S890, se reduce/elimina la reducción de SNR producida por el perturbador. Luego continúa el control hasta la etapa S895.

25 En la etapa S895, se determina la tasa de datos máxima estimada. A continuación, en la etapa S897, se entrega como salida la estimación de degradación de tasa. Luego continúa el control hasta la etapa S899 en que termina la secuencia de control.

30 Los datos TDR se usan para estimar la longitud de bucle y las longitudes de toma en puente como se describe en lo que antecede. Adicionalmente, la información extraída del método de interpretación de la TDR puede ser usada para estimar la respuesta de impulso de canal en el dominio de la frecuencia $H(f_i)$. Además, se conoce la PSD del ruido $S_{xx}(f_i)$ a partir de las mediciones de ICN. Por tanto, puede estimarse la SNR a partir de estas dos cantidades de acuerdo con:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}, i = i_s, \dots, i_f$$

35 en que i_s , i_f son los tonos primero y último sobre los que se evalúa la $S(f_i)$. Se determina la tasa de datos poniendo en práctica el método de carga de bits en la SNR estimada con una información dada de margen, tramas y codificación. Como el algoritmo de estimación de tasa puede usar rutinas de carga de bits existentes, pueden reducirse otra vez los requisitos de memoria.

40 La figura 15 muestra un método ilustrativo de estimar la tasa de datos. Específicamente, el control comienza en la etapa S900 y continúa hasta la etapa S910. En la etapa S910, se determina una estimación de la atenuación de canal. A continuación, en la etapa S920, se determina el ruido de canal inactivo. Después, en la etapa S930, se determina el margen. Luego continúa el control hasta la etapa S940.

45 En la etapa S940, se obtiene la información de modo de tramas. A continuación, en la etapa S950, se determina la ganancia de codificación. Después, en la etapa S960, se obtiene la tabla de SNR. Luego continúa el control hasta la etapa S970.

50 En la etapa S970, se realiza carga de bits en la SNR y se determina una tasa de datos estimada. A continuación, en la etapa S980, se entrega como salida la tasa de datos estimada. Luego continúa el control hasta la etapa S990 en que termina la secuencia de control.

55 Como se ilustra en la figura 1, el sistema de caracterización de líneas 100 puede ser implementado en un ordenador de uso general de un solo programa, o en un ordenador de uso general de programa separado. Sin embargo, el sistema de caracterización de líneas 100 puede ser implementado también en un ordenador de uso especial, un microprocesador programado o microcontrolador y un elemento de circuito integrado periférico, un circuito ASIC u otro circuito integrado, un procesador de señales digitales, un circuito electrónico de cableado duro o un circuito lógico tal como un circuito de elemento discreto, un dispositivo lógico programable tal como un PLD, PLA, FPGA, PAL, un módem, o similar. En general puede usarse cualquier dispositivo capaz de implementar una máquina de estado finito que sea a su vez capaz de implementar los organigramas ilustrados en las figuras 2-6, 8, 10 y 13-15 para implementar el sistema de caracterización de línea de acuerdo con esta invención.

60 Además, el método descrito puede ser implementado fácilmente en software que utilice entornos de desarrollo de software de objetos u orientado a objetos que proporcionen un código fuente portátil que pueda usarse en una diversidad de plataformas de tipo físico de ordenador o estación de trabajo. Alternativamente, el sistema de caracterización

ES 2 341 703 T3

de línea descrito puede ser implementado parcial o totalmente en equipo físico que use circuitos lógicos estándares o diseño VLSI. El uso de software o equipo físico para implementar los sistemas de acuerdo con esta invención depende de los requisitos de velocidad y/o rendimiento del sistema, la función particular, y los sistemas de software y/o equipo físico particulares o sistemas de microprocesadores o de microordenadores que se utilicen. Sin embargo, el sistema y métodos de caracterización de línea ilustrados en esta memoria pueden ser implementados fácilmente en equipo físico y/o software que use cualesquiera sistemas o estructuras, dispositivos y/o software conocidos por las personas con conocimientos normales en la materia aplicable o que se desarrollen posteriormente a partir de la descripción funcional proporcionada aquí y un conocimiento básico general del ordenador y artes de comunicaciones.

Asimismo, los métodos descritos pueden ser implementados fácilmente como software ejecutado en un ordenador programado de uso general, un ordenador de uso especial, un microprocesador, o similares. En estos casos, los métodos y sistemas de esta invención pueden ser implementados como un programa incorporado en un ordenador personal tal como un Java[®] o CGI script, como un recurso residente en un servidor o estación de trabajo de gráficos, como una rutina incrustada en un sistema dedicado de caracterización de líneas, un módem, un sistema dedicado de caracterización de líneas, o similar. El sistema de caracterización de líneas puede ser implementado también incorporando físicamente el sistema y método en un sistema de software y/o equipo físico, tal como los sistemas de equipo físico y software de un sistema o módem de caracterización de líneas, tal como un módem de DSL.

Por consiguiente, resulta evidente que se han previsto, de acuerdo con la presente invención, sistemas y métodos para caracterizar condiciones de línea. Si bien esta invención se ha descrito en unión de una pluralidad de realizaciones ilustrativas, resulta evidente que muchas alternativas, modificaciones y variaciones serían o resultarían evidentes a las personas versadas con conocimientos normales en las técnicas aplicables. Por consiguiente, la invención está destinada a abarcar la totalidad de tales alternativas, modificaciones, equivalentes y variaciones, según se reivindica.

REIVINDICACIONES

5 1. Sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación (100), que comprende un módulo de posprocesamiento e interpretación de datos (150) para determinar características de una línea de comunicación,

caracterizado porque

10 el módulo de posprocesamiento e interpretación de datos (150) está adaptado para recibir datos en bruto desde un módem multiportadora remotamente situado (110, 130) con un módulo de recogida de datos (120, 140),

15 porque el módulo de posprocesamiento e interpretación de datos (150) está adaptado para interpretar los datos en bruto recibidos desde el módulo de recogida de datos (120, 140) para determinar características de la línea de comunicación, que incluyen una estimación de reducción de tasa de datos calculando una diferencia entre una tasa de datos real con perturbaciones y una tasa de datos estimada para una línea sin perturbaciones.

20 2. Sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación según la reivindicación 1, **caracterizado** porque el sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación (100) comprende el módem multiportadora (110, 130) que tiene el módulo de recogida de datos (120, 140) diseñado para recoger datos en bruto.

25 3. Sistema multiportadora de caracterización de líneas de comunicación según la reivindicación 1 ó 2, **caracterizado** porque el módulo de posprocesamiento e interpretación de datos (150) ejecuta al menos una de una caracterización de bucle y una detección de interferencias.

4. Método de caracterización de líneas de comunicación para determinar características de una línea de comunicación,

caracterizado porque

30 comprende las siguientes etapas:

recibir datos en bruto desde un módem multiportadora remotamente situado (110, 130) con un módulo de recogida de datos (120, 140);

35 interpretar los datos en bruto recibidos desde el módulo de recogida de datos (120, 140) para determinar características de la línea de comunicación que incluyen una estimación de reducción de tasa de datos calculando una diferencia entre una tasa de datos real con perturbaciones y una tasa de datos estimada para una línea sin perturbaciones.

40 5. Método según la reivindicación 4, **caracterizado** porque comprende además la etapa de recoger datos en bruto en el módem multiportadora remotamente situado (110, 130).

45 6. Método según la reivindicación 4 ó 5, **caracterizado** porque el método ejecuta además al menos una de una caracterización de bucle y una detección de interferencias.

50

55

60

65

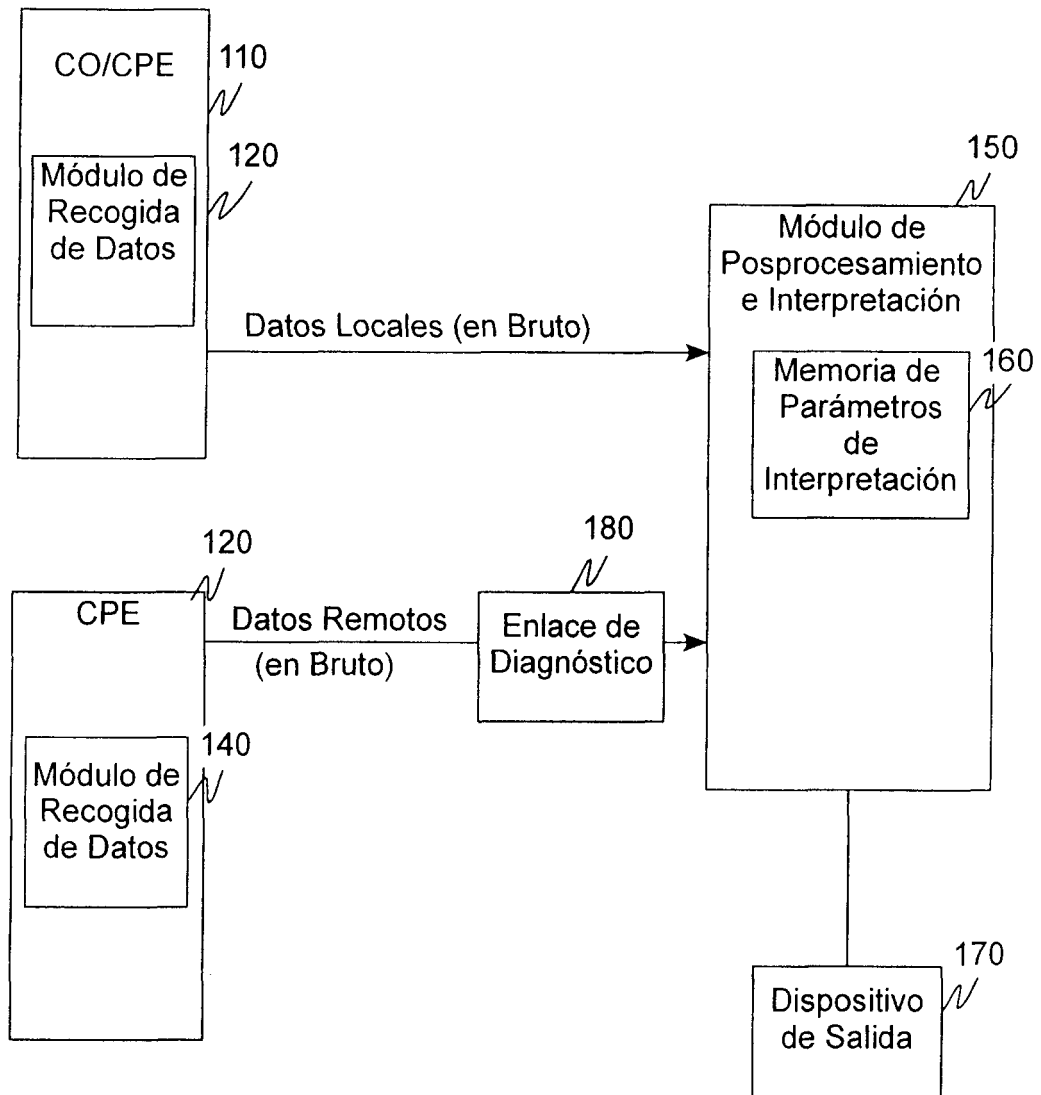


Fig. 1

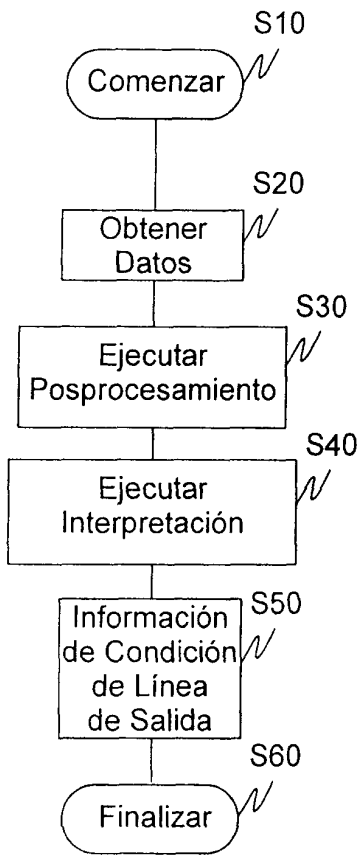


Fig. 16

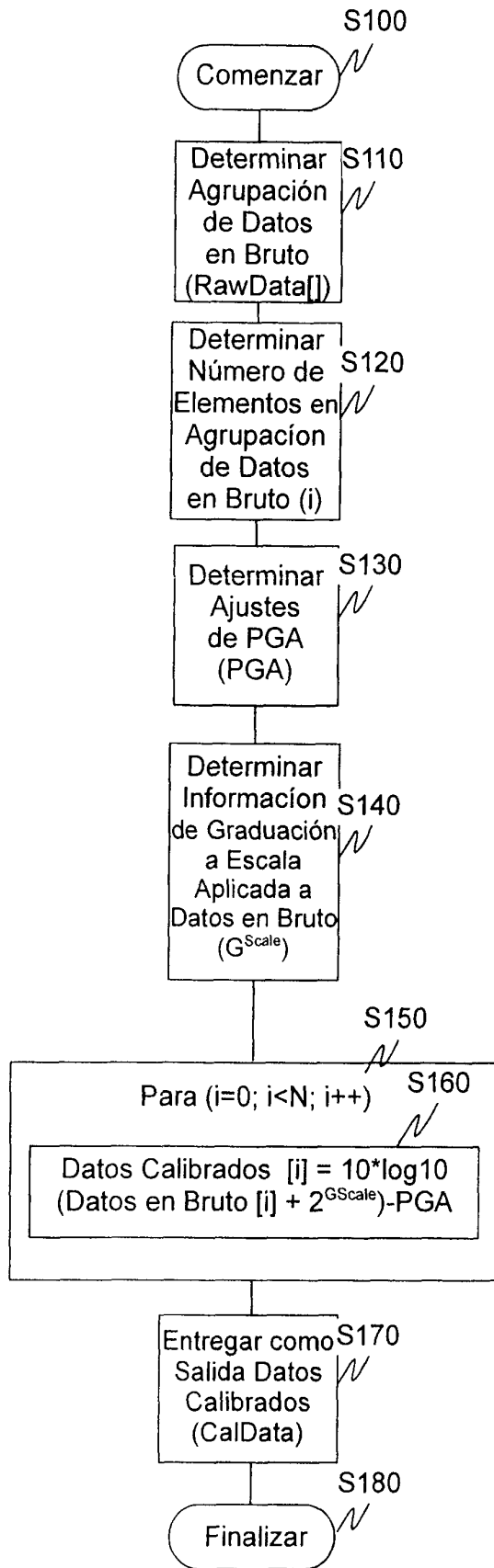


Fig. 2

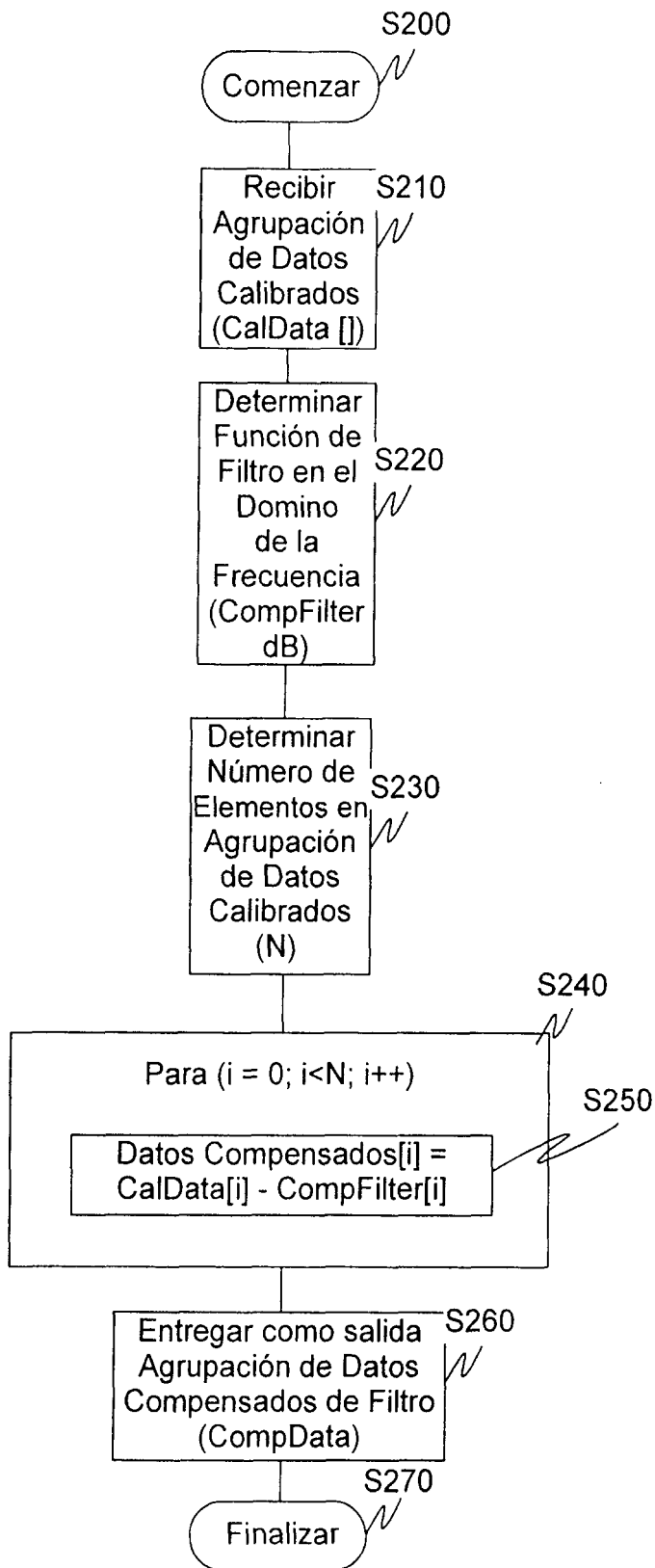


Fig. 3

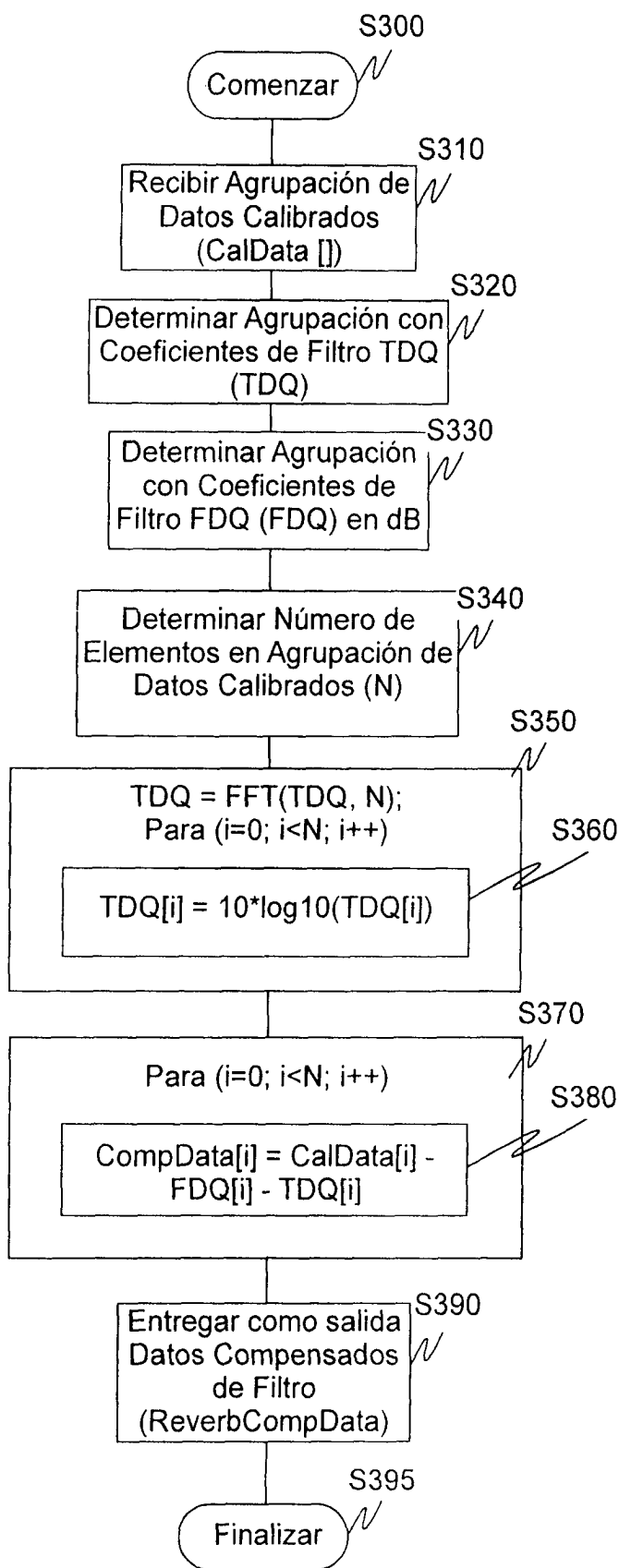


Fig. 4

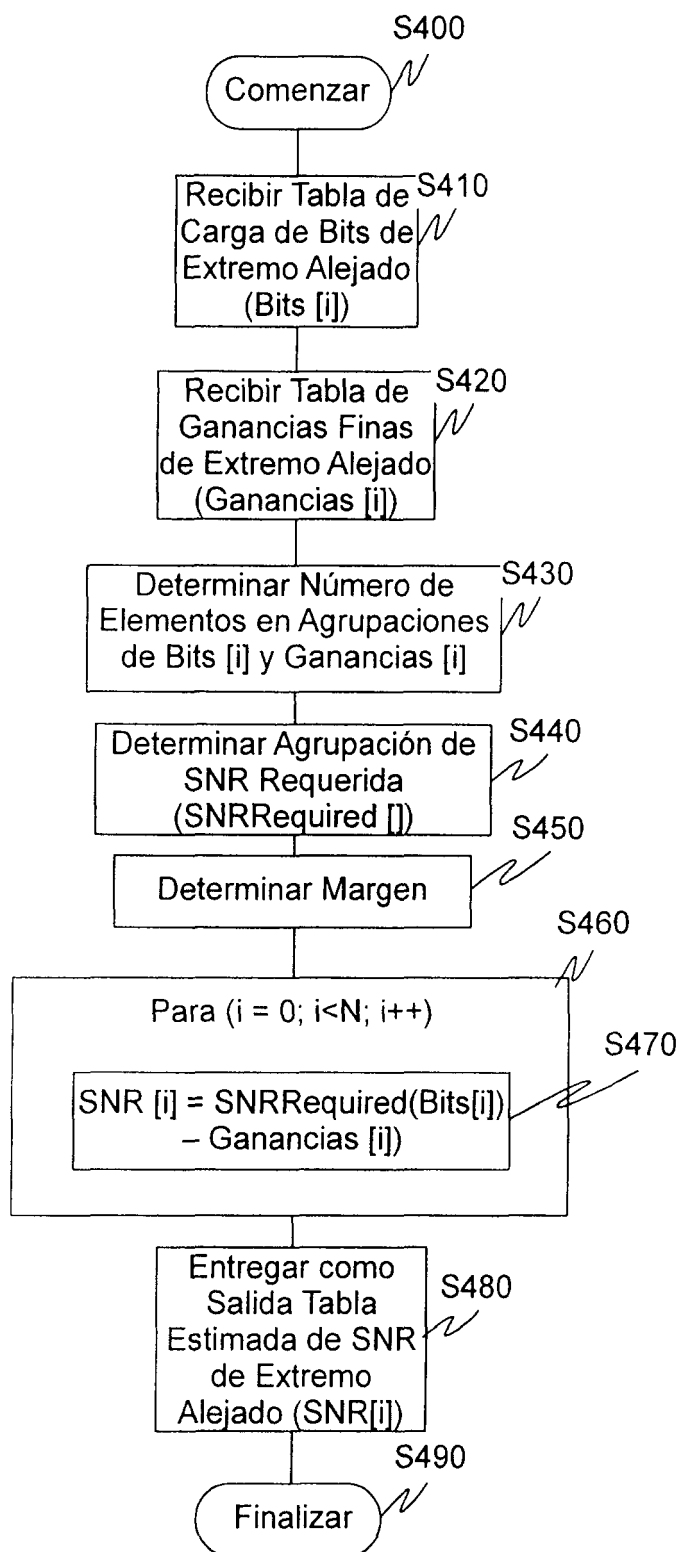


Fig. 5

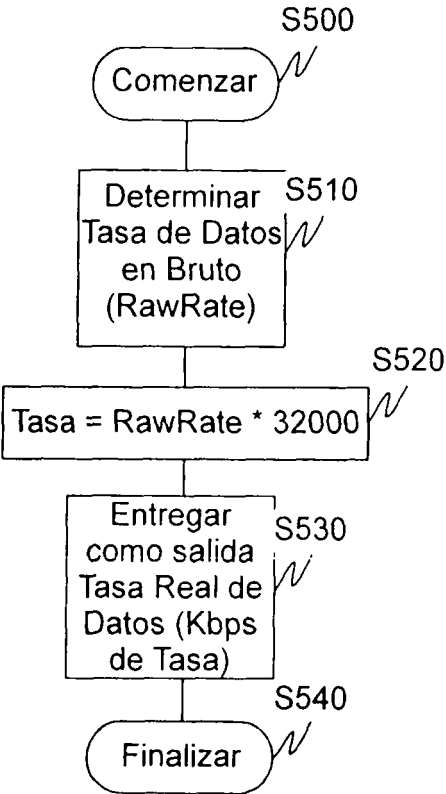


Fig. 6

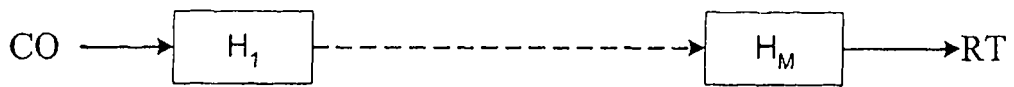
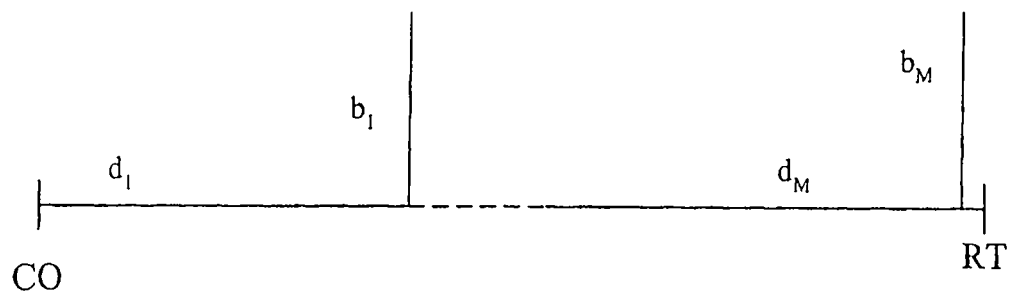


Fig. 7

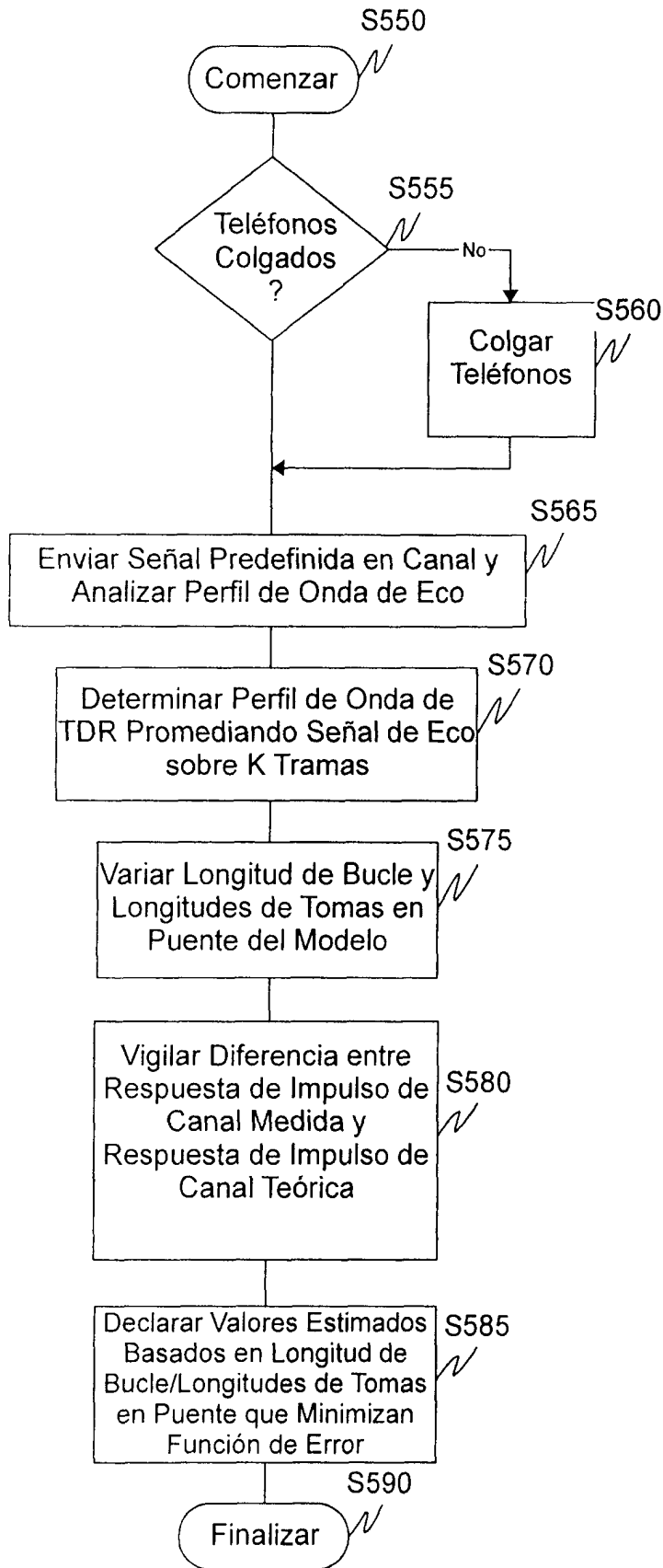


Fig. 8

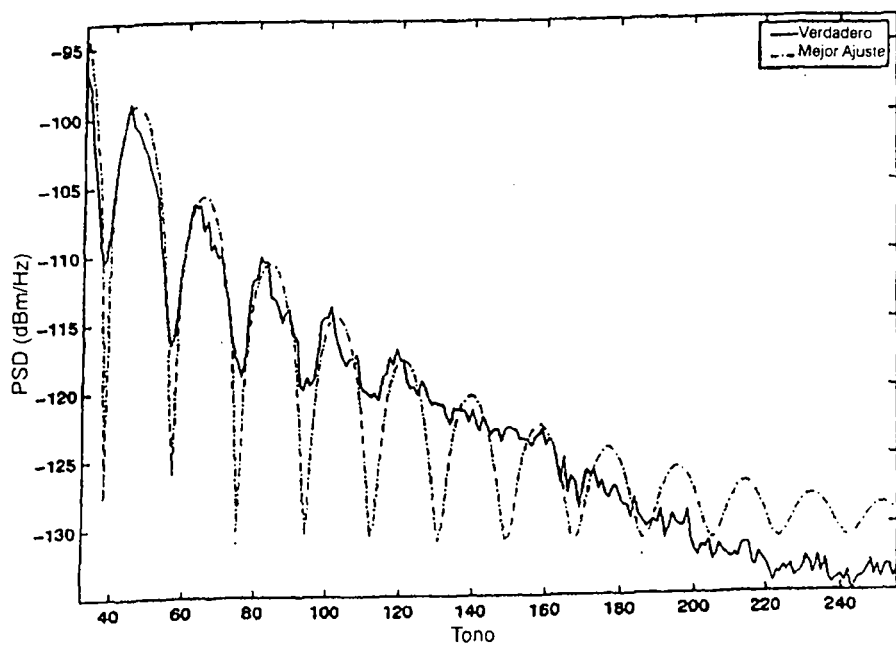


Fig. 9

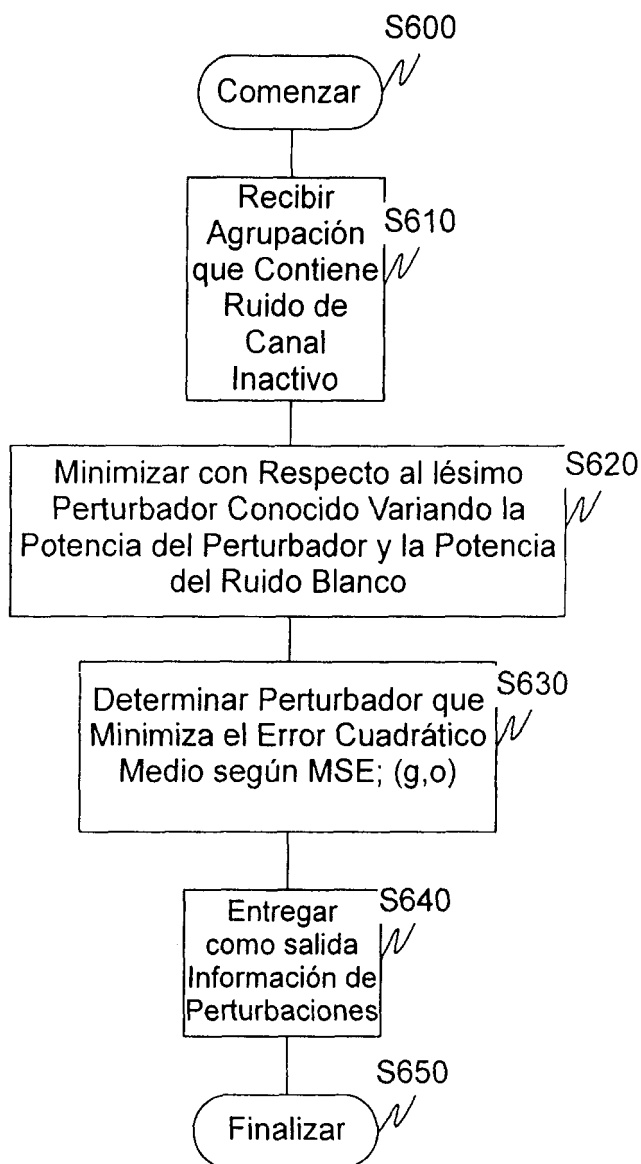


Fig. 10

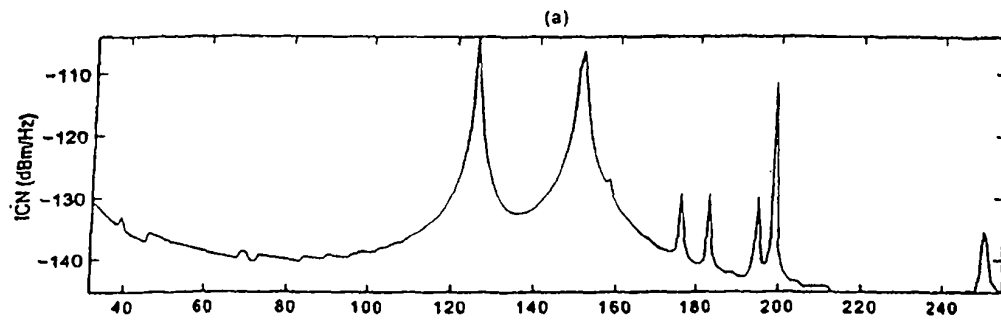


Fig. 11

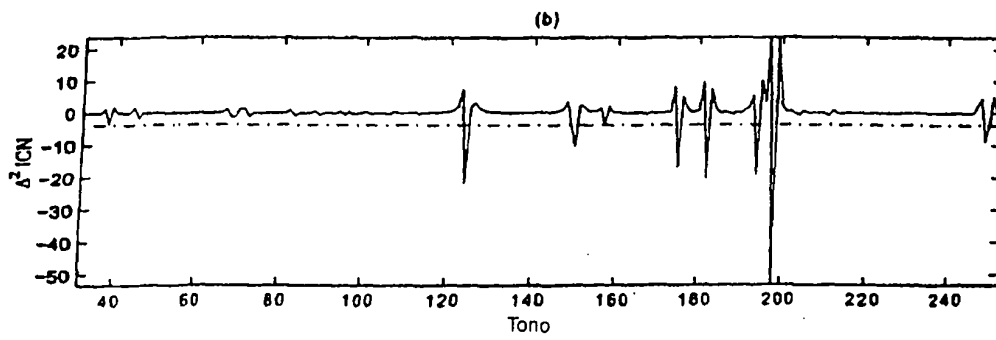


Fig. 12

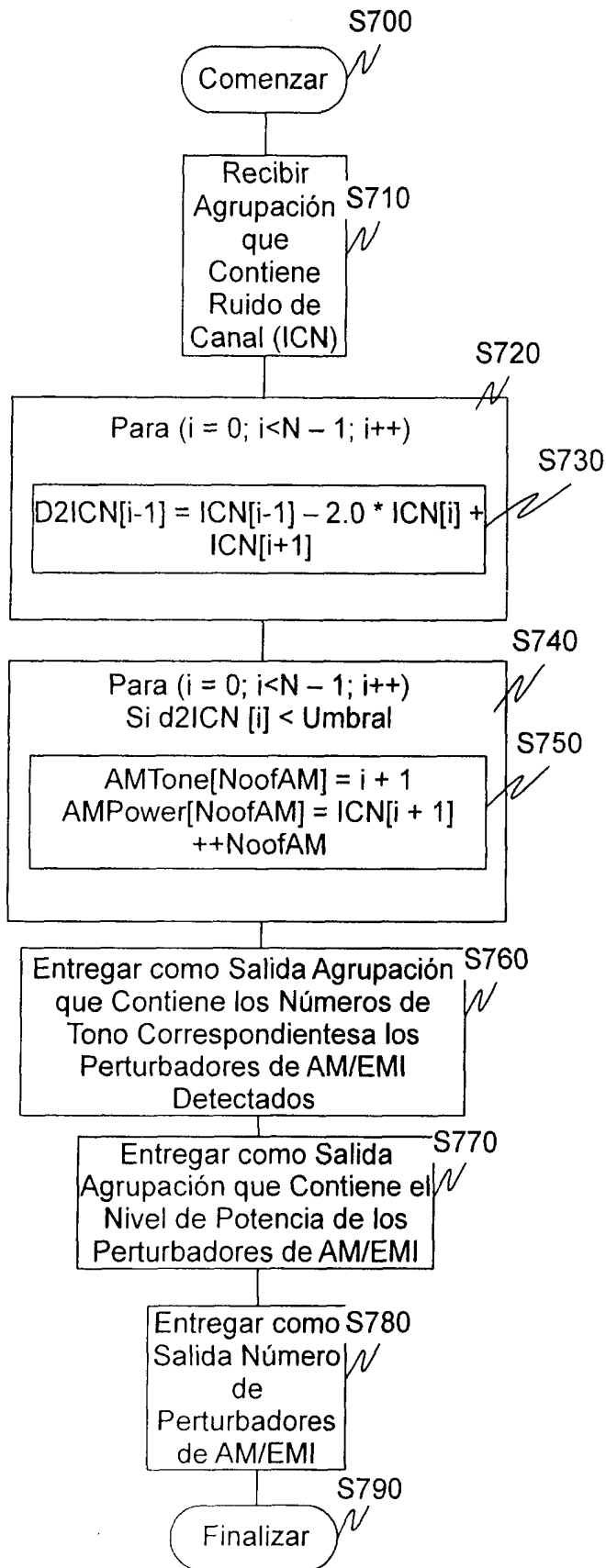


Fig. 13

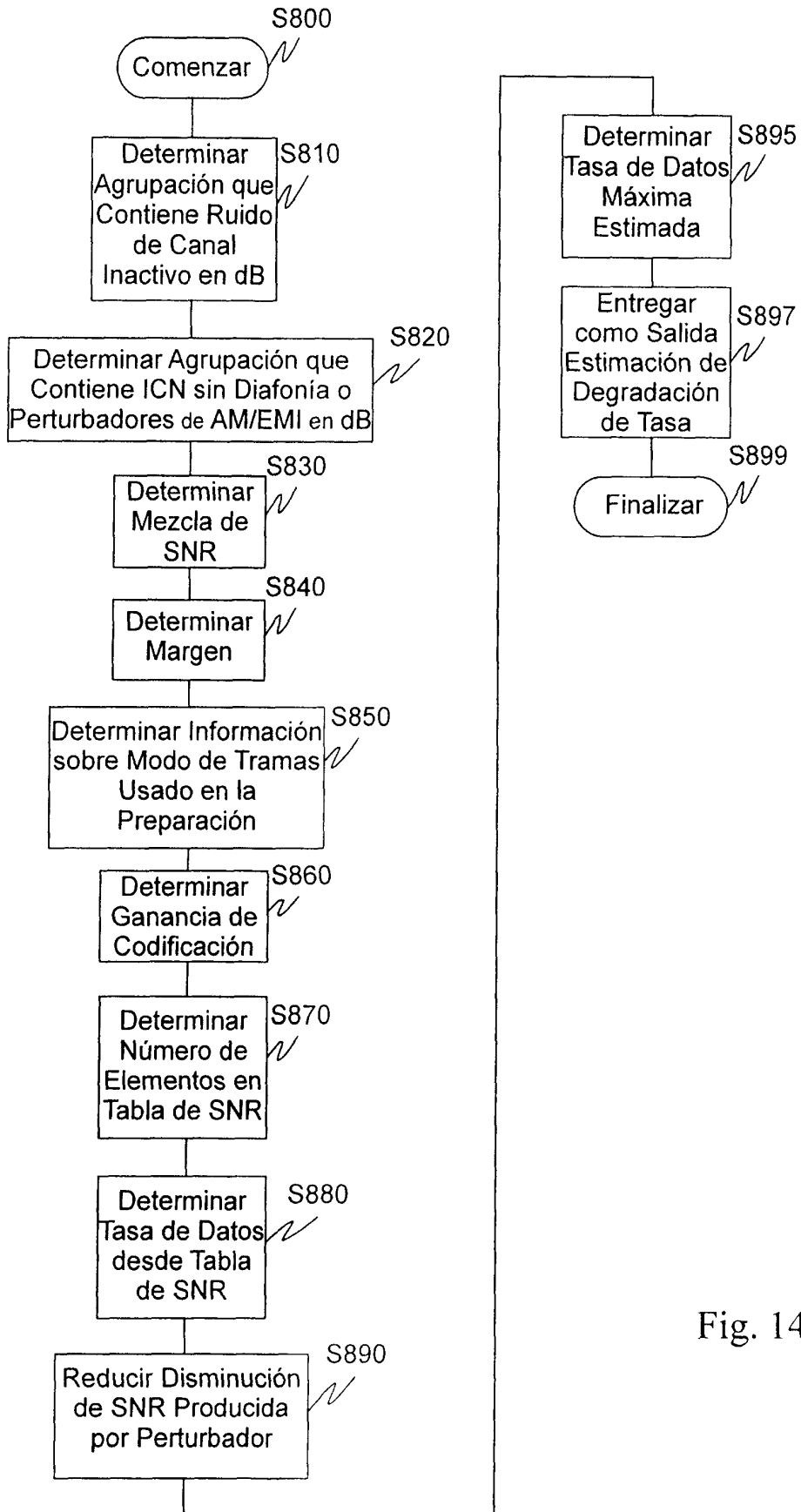


Fig. 14

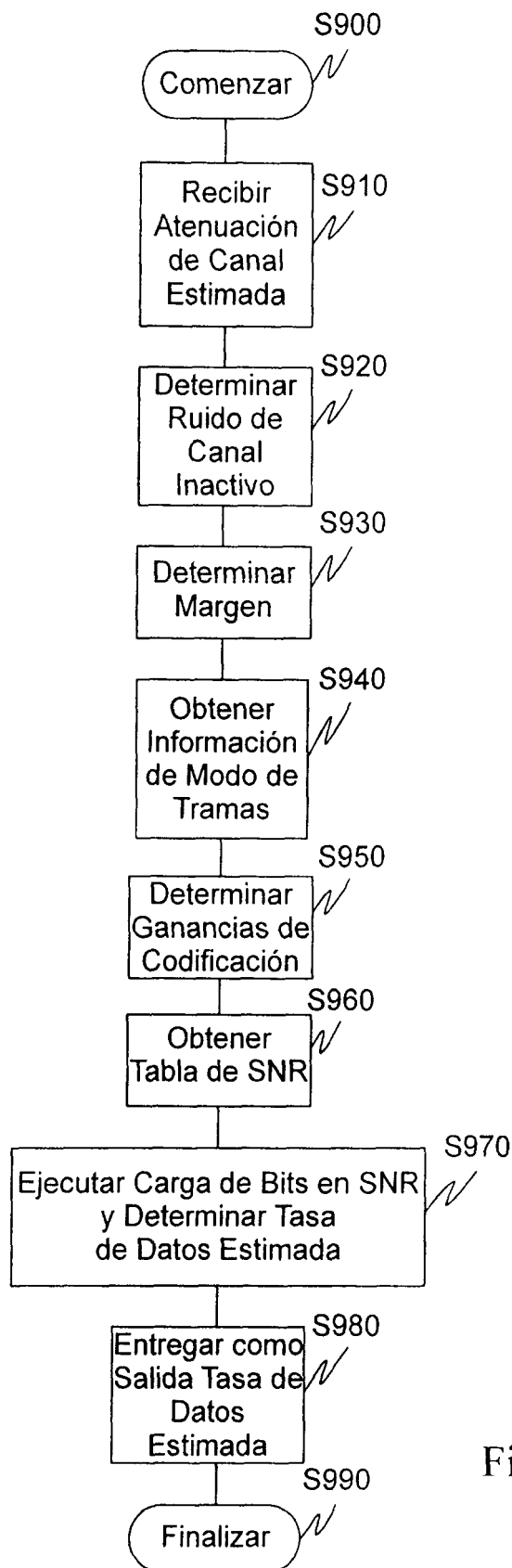


Fig. 15