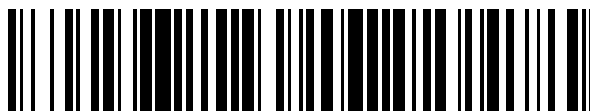


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 373 125**

51 Int. Cl.:
H04B 3/32

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07821662 .9**
96 Fecha de presentación: **22.10.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **2087608**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.08.2009**

54 Título: **PROCEDIMIENTO, CONFIGURACIÓN Y EQUIPO PARA LA PRECOMPENSACIÓN DE DIAFONÍAS EN UN SISTEMA DSL MIMO.**

30 Prioridad:
31.10.2006 DE 102006051435

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
31.01.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
31.01.2012

73 Titular/es:
**NOKIA SIEMENS NETWORKS GMBH & CO. KG
ST. MARTIN STRASSE 76
81541 MÜNCHEN, DE**

72 Inventor/es:
**KOZEK, Werner y
SCHNITTER, Matthias**

74 Agente: **Zuazo Araluze, Alexander**

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).

ES 2 373 125 T3

DESCRIPCIÓN

Procedimiento, configuración y equipo para la precompensación de diafonías en un sistema dsl mimo

La invención se refiere a un procedimiento y un equipo para la transmisión de datos a través de varios canales.

En las redes de telecomunicación actuales desean los usuarios cada vez mayores velocidades de transmisión y con ello una anchura de banda disponible cada vez mayor. Estas velocidades de transmisión más elevadas resultan necesarias ya que mediante redes de comunicación individuales se ofrecen actualmente y se ofrecerán en el futuro varias aplicaciones extremadamente intensivas en cuanto a datos. Así ofrecen los operadores de redes de telecomunicaciones aplicaciones intensivas en anchura de banda como un acceso rápido a Internet o también transmisiones por vídeo a través de Internet (por ejemplo IPTV: "Internet Protocol Television"). No obstante, a la vez demandan muchos usuarios también una transmisión de los datos lo más rápida posible y que discurra en tiempo real, para poder utilizar sin desventajas servicios como por ejemplo Voice over IP ("VoIP" - transmisión de voz mediante el protocolo de Internet) o también juegos online.

Los procedimientos actuales para transmitir tales cantidades de datos a través de la red telefónica tradicional son procedimientos que funcionan según el procedimiento xDSL (por ejemplo ADSL, ADSL2, VDSL). En la clara mayoría de tales procedimientos de acceso de banda ancha actualmente estandarizados, el objetivo del concepto básico es la transmisión continua con una velocidad de bits constante, una probabilidad constante de errores de bit y un espectro de emisión constante. Ciertamente durante el establecimiento de un enlace de comunicaciones, es decir, por ejemplo al arrancar el módem DSL dispuesto en el lado del abonado, durante la llamada fase de adiestramiento, teniendo en cuenta las características del canal, se configuran entre otros por ejemplo la velocidad, la probabilidad de errores de bit y el tiempo de latencia del enlace, pero en el funcionamiento en curso a continuación por lo general no se modifica nada en los parámetros previamente ajustados.

En tales procedimientos la tendencia actual en particular a aplicaciones basadas cada vez más en IP con una velocidad de datos útiles que oscila fuertemente ("bursty traffic" o tráfico a ráfagas), lleva a que en una gran proporción se transmitan datos vacíos a través del enlace. Esto significa que también en fases en las que el tráfico de datos útiles es comparativamente bajo, ha de mantenerse la velocidad de datos acordada al principio. Esto se logra transmitiendo, en lugar de los datos útiles, paquetes de datos vacíos, que se rechazan ignorándose en el receptor.

Un problema en procedimientos de transmisión como el procedimiento de transmisión xDSL son las interferencias que resultan de la paradiafonía y de la telediafonía. Esta diafonía se refiere al hecho de que enlaces contiguos se influyen mutuamente con interferencias, debido a su proximidad en el espacio. La diafonía es en general una influencia mutua indeseada de canales de transmisión en redes de telefonía o en el cableado de LANs. Se trata de una influencia en cuanto a la frecuencia de pares de conductores contiguos, atribuible a acoplamientos capacitivos e inductivos entre líneas que conducen corriente. Este problema se observa en particular en redes de telefonía, ya que en redes de telecomunicación las líneas individuales de conexión de abonado (la mayoría de las veces pares de hilos) a menudo se tienden en parte como mazos o bien cubren una gran parte del tramo entre unidad de conmutación y aparato terminal de abonado en el mismo ramal de cables. Por supuesto puede interferirse una única línea de abonado a sí misma: Así pueden interferirse mutuamente el canal upstream o ascendente (desde el abonado a la central de conmutación) y el canal downstream o descendente (desde la central de conmutación al abonado) dentro de una línea de conexión de abonado.

La paradiafonía, también llamada atenuación transversal o en inglés "Near End Crosstalk" (NEXT), es una medida de la supresión de la diafonía entre dos pares de hilos contiguos al final o al principio de un cable.

La paradiafonía indica la intensidad de la señal inducida por un par de hilos en el otro par de hilos. La paradiafonía es relativamente independiente de la longitud, pero fuertemente dependiente de la frecuencia. Los valores NEXT pueden verse influidos por medidas constructivas, como distintas longitudes de paso o apantallamiento adicional de los pares de hilos.

La telediafonía en la diafonía por el contrario se refiere al extremo de línea, es decir, al extremo de la sección de transmisión. La señal introducida en una línea se reduce en el extremo de la línea en la atenuación del cable. La diafonía de esta señal sobre otra línea se denomina telediafonía o "Far End Crosstalk" (FEXT).

Un documento que se ocupa de los problemas de la diafonía en sistemas de comunicación multicanal es por ejemplo la solicitud de patente internacional WO2004/105287A2. Allí se describe un procedimiento para debilitar mediante una codificación previa adecuada las repercusiones debidas a la diafonía.

La tarea de la invención es reducir interferencias sobre líneas dentro de un sistema de comunicación.

Esta tarea se resuelve partiendo de un procedimiento según la reivindicación 1, así como mediante un equipo según la reivindicación 8, mediante sus características caracterizadoras.

En el marco del procedimiento correspondiente a la invención se realiza una transmisión de datos a través de varios canales. El aspecto esencial del procedimiento correspondiente a la invención es que a través de al menos un canal se

transmiten datos adicionales y mediante la transmisión de los datos adicionales se influye sobre la transmisión de los datos en al menos uno de los otros canales de manera selectiva. Así puede influirse mediante el procedimiento sobre la transmisión de datos sobre un canal de transmisión desde fuera.

5 Ventajosamente se influye sobre la transmisión de los datos en uno de los otros canales, de los que al menos hay uno, tal que se reducen las interferencias en el otro canal, de los que al menos hay uno. Mediante este perfeccionamiento pueden reducirse interferencias tales como las que pueden presentarse en un sistema de comunicaciones por ejemplo mediante diafonía.

10 En otro perfeccionamiento ventajoso del procedimiento correspondiente a la invención, se transmiten los datos adicionales en vez de datos vacíos - reivindicación 2. Datos vacíos significa en este contexto por ejemplo que "no son datos útiles". Es decir, en fases en las que sobre un determinado canal no se transmite ningún dato útil, pueden transmitirse los datos adicionales sobre este canal.

En otro perfeccionamiento del procedimiento se rechazan los datos adicionales en un receptor - reivindicación 3. Ventajosamente no perturban así estos datos adicionales el receptor.

15 Si se configuran los datos adicionales según otra realización del procedimiento correspondiente a la invención tal que los datos adicionales se rechacen debido a una vulneración de prescripciones definidas en un estándar (reivindicación 4), entonces pueden seguir funcionando los aparatos receptores según el estándar, es decir, ventajosamente no es necesaria ninguna modificación por ejemplo en el diseño o software de los aparatos terminales.

Otras ejecuciones ventajosas del procedimiento correspondiente a la invención, así como una configuración y un equipo para transmitir datos a través de varios canales, pueden tomarse de las otras reivindicaciones.

20 A continuación se describirá con más detalle la invención con ayuda de las figuras adjuntas. Al respecto muestra:

figura 1 una modelización de paradiafonía y telediafonía mediante un sistema MIMO,

figura 2 una representación esquemática del fraccionamiento en el lado emisor de la cadena de procesamiento,

figura 3 una representación esquemática del fraccionamiento en el lado receptor de la cadena de procesamiento,

figura 4 una representación esquemática para definir la matriz del sistema MIMO en la gama de frecuencias,

25 figura 5 una representación del esquema básico de una precompensación tradicional,

figura 6 una representación esquemática de la precompensación MIMO Cross Layer (intercapas) en una variante Linecard (interfaz de línea)

figura 7 una representación esquemática de la precompensación MIMO Cross Layer en una variante Backbone (red troncal),

30 figura 8 una tabla que representa medidas para forzar un rechazo de tramas Ethernet, y

figura 9 la estructura esquemática de una trama Ethernet sin preámbulo y Start-Frame-Delimiter (delimitador de trama inicial).

35 Una primera posibilidad para reducir la influencia de interferencias por diafonía es conectar la transmisión de datos conforme a la demanda o bien modificar el espectro individualmente. En otras palabras, puede limitarse o incluso anularse por completo la transmisión de datos sobre aquellas líneas por las que en un determinado momento no se transmiten ningún dato útil. No obstante, tal como se ha indicado esto no se realiza conscientemente la mayoría de las veces, por un lado, tal como se ha mencionado, para poder seguir utilizando continuamente la velocidad de datos acordada, pero adicionalmente también para asegurar la estacionalidad en el tiempo y la claridad espectral de las interferencias que actúan sobre otros abonados.

40 Aparte de la variabilidad en el tiempo del tráfico de datos útiles, resulta también una inevitable falta de estacionalidad debida a la conexión y desconexión de CPEs ("Customer Premises Equipment" - aparato terminal propio del cliente) en el lado del abonado. Ciertamente recomiendan los operadores de red a los abonados dejar conectado el CPE constantemente, pero muchos clientes desconectan sus CPEs sólo debido al consumo eléctrico.

45 Una modelización de paradiafonía y telediafonía en relación con la técnica de conexión de banda ancha xDSL se representa en la figura 1. Allí se encuentra el "Loop plant model" (modelo de instalación en bucle) para la infraestructura completa de la línea entre la agregación y el abonado, es decir, incluyendo distribuidores de los cables principales, eventuales cajas de bifurcación de cables y todas las relaciones (indeseadas) de diafonía. En particular es ventajoso modelizar el sentido descendente (downstream) hacia el abonado (= CPE = customer premises equipment) y el sentido ascendente (upstream) hacia la central (= CO = central office) como puertos (ports) virtuales separados, ya que la transmisión se realiza en distintas direcciones y entonces pueden presentarse también interferencias mutuas.

50

Un sistema MIMO (MIMO: sistema “Multiple Input Multiple Output”, con varias magnitudes de entrada y de salida) lineal, variable en el tiempo, queda fijado mediante la matriz de respuestas de impulso $h_{k,l}(t)$ (* significa la convolución):

$$y_k(t) = \sum_{l=0}^{2N} (h_{k,l} * x_l)(t) \quad \text{ecuación (1)}$$

5 Aquí corresponden los componentes de la diagonal $h_{k,l}(t)$ a los canales de transmisión deseados (se trata por tanto de las llamadas respuestas de impulso de línea) y los elementos de la diagonal exterior $h_{k,l}(t), k \neq l$ caracterizan la indeseada diafonía entre el puerto virtual con el índice k y el puerto con el índice l . Un puerto real está compuesto por lo tanto por dos puertos virtuales, por uno para el sentido ascendente (upstream) y por uno para el sentido descendente (downstream). Con ello puede captarse en particular también el llamado SELF-NEXT (near-end crosstalk o paradiafonía entre upstream y downstream del mismo puerto físico) mediante un modelo matemático compacto.

10 Para el siguiente análisis se realiza, tal como puede observarse en la figura 2, un fraccionamiento de la cadena de procesamiento en el emisor del puerto k . En especial se fracciona la cadena de procesamiento en:

- (i) un modulador de bits abstraído (L1_A_t), que describe la representación de un vector de bit $\bar{b}_k(n)$ sobre los coeficientes QAM $X_{n,k}(m)$ de valor complejo (QAM: modulación de amplitud en cuadratura), y
- 15 (ii) un segmento denominado L1_B_t, en el que se compendian la conformación de señales de emisión mediante IFFT, la adición del prefijo cíclico (Cyclic-Prefix), así como una conversión digital-analógico (conversión D/A). El llamado “prefijo cíclico” es la repetición de la terminación de un símbolo al comienzo de un símbolo OFDM (OFDM significa “orthogonal frequency-division multiplexing”, multiplexado ortogonal con división por frecuencias).

20 En conjunto resulta a la salida del diagrama de bloques representado en la figura 2 la señal analógica de emisión $x(t)$. En ella significa m el índice de frecuencia portadora y n el índice de tiempo en el ciclo de símbolos DMT. DMT significa “discrete multitone transmission” (transmisión por multitono discreto), el procedimiento de modulación utilizado para por ejemplo en ADSL.

La figura 3 representa el fraccionamiento para el lado receptor. Allí significa $y(t)$ la señal analógica de recepción, $Y_{n,k}(m)$ el símbolo de recepción QAM complejo ya decidido y $\bar{b}_k(n)$ el vector de bit resultante de la decodificación.

25 Bajo la hipótesis de la sincronización de tramas de los símbolos DMT/OFDM y una longitud suficiente del prefijo cíclico, se transforma la convolución continua en el tiempo de la ecuación (1) en una multiplicación de coeficientes QAM complejos como sigue:

$$Y_{n,k}(m) = \sum_{l=0}^{2N} H_{k,l}(m) X_{n,l}(m) \quad \text{ecuación (2)}$$

30 Aquí significa $X_{n,l}(m)$ los coeficientes QAM del símbolo de emisión e $Y_{n,k}(m)$ son los correspondientes símbolos de recepción complejos antes de la decisión (l es el índice de puerto, m el índice de la frecuencia portadora, n el índice de tiempo en el ciclo de símbolos DMT). El canal se supone que es invariable en el tiempo, por lo que no existe dependencia alguna del índice de tiempo. $H_{k,l}(m)$ corresponde esencialmente a los valores de exploración de las transformadas de Fourier de las respuestas del impulso de canal, exploradas en retículas de la portadora de la modulación multiportadora. Hay que resaltar que $H_{k,l}(m)$ contiene no sólo la física del canal de transmisión, sino también la etapa IFFT, así como la etapa Add-Cyclic-Prefix (añadir prefijo cíclico) de la cadena de procesamiento del MODEM de emisión y la etapa Skip-Cyclic-Prefix (saltarse el prefijo cíclico), así como la etapa FFT de la cadena de procesamiento del MODEM de recepción. Un modelo para ello se indica en la figura 4.

40 En las redes de comunicación actuales se utiliza a menudo la llamada precompensación MIMO. Ésta pretende una precompensación en el lado emisor de la diafonía mediante la formación de combinaciones lineales de los símbolos de emisión QAM como sigue:

$$\tilde{X}_{n,k}(m) = \sum_{l=0}^{2N-1} P_{k,l}(m) X_{n,l}(m) \quad \text{(ecuación 3)}$$

45 Aquí significa $X_{n,k}(m)$ los símbolos de emisión modificados (siendo en el mismo k el índice de puerto, m el índice de la frecuencia portadora y n el índice de tiempo). Las matrices de precompensación $P_{k,l}(m)$ se forman esencialmente mediante inversión de la matriz de canal MIMO por cada índice de portadora m :

$$P_{k,l}(m) = (H_{k,l})^{-1}(m) \quad (\text{ecuación 4})$$

La ecuación (3) muestra en consecuencia que a la señal de emisión del puerto k se le añaden conscientemente las señales de emisión de todos los otros puertos correctamente en cuanto a fase, con lo que las mismas se superponen destructivamente hasta el receptor con las señales de diafonía y debido a ello se extinguen. Puesto que esta precompensación modifica la densidad espectral de la potencia emitida, son eventualmente necesarias, adicionalmente a la modificación lineal de la ecuación (4), también intervenciones (sencillas) no lineales.

Por ejemplo puede asegurarse mediante una operación de módulo adecuada al emitir (en función del grado de modulación QAM y de la constelación QAM), que la potencia de emisión permitida por cada portadora no se sobrepasa. Una tal forma de proceder se describe por ejemplo en "G. Ginis, J.M. Cioffi, Vectored Transmission for Digital Subscriber Line Systems, IEEE JSAC special issue on twistedpair transmission (transmisión vectorizada para sistemas de línea de abonado digital, IEEE JSAC edición especial sobre transmisión por par trenzado), volumen 2, 5ª edición, págs. 1085-1104, junio 2002" y "G. Tauböck, W. Henkel, MIMO systems in the subscriber-line network (sistemas MIMO en la red de línea de abonado), 5º Seminario Internacional OFDM 2000, Hamburgo" y por lo tanto no se describirá aquí matemáticamente más en detalle. No obstante, es de señalar que la operación de módulo del lado emisor también implica una operación de módulo en el lado receptor y por ello la mayoría de las veces no puede realizarse sin una potenciación (upgrade) del firmware del aparato terminal de abonado.

Si la matriz de canal MIMO es muy dominante diagonalmente (éste es siempre el caso en xDSL, pero no en una aplicación wireless, inalámbrica, como por ejemplo WIMAX), puede renunciarse a una tal regulación de potencia no lineal mediante operación de módulo.

La figura 5 muestra en un diagrama de bloques esquemático el esquema básico de una tal precompensación MIMO. Al respecto la premisa necesaria para esta precompensación es que se conozca la matriz de canal MIMO $H_{k,l}(m)$, es decir, esta matriz debe determinarse antes de la transmisión de datos propiamente dicha, por ejemplo mediante un algoritmo de identificación adecuado.

Aún cuando la citada descripción esté concebida especialmente para sistemas de modulación multiportadora del tipo DMT, pueden aplicarse los principios básicos a cualesquiera procedimientos de modulación basados en FFT. Solamente se modifica en cada caso el contenido de los bloques L1_A y L1_B.

Tal como ya se ha indicado antes, se separa usualmente el procesamiento de la señal MIMO estrictamente de las capas (layers) más elevadas del modelo de capas usual en la técnica de comunicación, es decir, el procesamiento de las señales sigue discurriendo continuamente también sin tráfico de datos útiles. Si se suponen los factores de agregación ahora usuales de 1:50 en clientes de banda ancha con utilización promedia, entonces se utiliza en consecuencia referido al transporte de IP sólo un máximo de 1/50 del canal de transmisión transparente en cuanto a bits realmente para datos útiles.

Este punto débil tecnológico se aprovecha o supera mediante el concepto correspondiente a la invención. Una idea al respecto es introducir el multiplexado estadístico del tráfico IP (capa 3-L3) en general en la capa física (L1), con lo que por ejemplo el "silencio" en el lado emisor en L3 se corresponde también con el "silencio" aproximado en el lado emisor en L1 o bien una transmisión o una llamada "Broadcast" (difusión general) en L3 se corresponde también con una broadcast física en L1. Además, pueden enviarse en lugar de unidades vacías (por ejemplo ATM Idle Cells, tramas vacías de Ethernet) también paquetes de datos optimizados MI-MO que son rechazados por el receptor directo, pero que son muy útiles para los canales transversales (especialmente también en la fase de adiestramiento). Este concepto se llama "Cross-Layer Modulation" (modulación inter-capas).

Formalmente están compuestas las secuencias de bits a transmitir por una información de trama fija, al menos dentro de una sesión de IP, que a continuación se describirá mediante el vector de configuración binaria $\bar{b}_0(n)$, así como un vector de bits de payload (datos útiles) $\bar{d}_k(n)$. Si se denomina B_0 la máscara que separa la información de la trama de la información útil, entonces rige:

$$\bar{b}_k(n) = \bar{b}_0(n) \oplus (B_0 \otimes \bar{d}_k(n)) \quad (\text{ecuación 5})$$

Al respecto significan $\otimes$ una combinación Y (AND) binaria (multiplicación GF(2)) y $\oplus$ una combinación binaria XOR (adición GF(2)). Si se fracciona el bloque de procesamiento L1_A_t como sigue en un bloque de codificación y un QAM-mapper (mapeador QAM)

$$M(\bar{b}_k(n)) = Q(C(\bar{b}_k(n))) \quad (\text{ecuación 6})$$

entonces rige, debido a la linealidad GF(2) de scrambler (aleatorizador), interleaver (entrelazador), codificador Reed-Solomon la siguiente ley de superposición:

$$C(\bar{b}_k(n)) = C(\bar{b}_0(n)) \oplus C(B_0 \otimes \bar{d}_k(n)) \quad \text{ecuación (7)}$$

5 Es decir, es básicamente posible codificar separadamente los bits de cabecera (overhead) y los bits de datos y combinar éstos a continuación entre sí mediante una sencilla operación XOR, para calcular la codificación de la configuración binaria completa.

La realización matemática de la "idea cross-layer" correspondiente a la invención exige encontrar para un símbolo de emisión complejo deseado ξ_d aquella configuración binaria que mediante una reproducción de la modulación logre una aproximación óptima del vector de símbolo ξ_d deseado con un símbolo de emisión QAM válido. Aquí no es en general ξ_d un símbolo de emisión QAM admisible, por ejemplo puede exigirse $\xi_d = \square$ (cuando se trata de un descenso máximo de la potencia de emisión). Por ello no puede hablarse de una inversión usual del operador M() no lineal, tratándose más bien del siguiente problema binario de optimización:

$$\bar{d}_{opt} = \arg \min_{\bar{d}} \|M(\bar{b}_0 \oplus (B_0 \otimes \bar{d})) - \bar{X}_d\| \quad \text{ecuación (8)}$$

15 Al respecto la norma vectorial es la suma a lo largo de todas las portadoras del valor de las diferencias complejas entre los vectores de valores complejos

$$\|\bar{X}_1 - \bar{X}_2\| \stackrel{def}{=} \sum_m |X_1(m) - X_2(m)| \quad \text{ecuación (9)}$$

Debido a la falta de linealidad del operador M(), puede excluirse con gran seguridad una solución sencilla de este problema binario de optimización vectorial. Por ello se propone por ejemplo un método de búsqueda de entornos semiheurístico que se describe a continuación para la solución aproximada de la ecuación (8):

20 En una primera etapa se busca entonces una determinada cantidad de los llamados "vectores de símbolos candidatos" con una distancia euclídea q (relativamente pequeña) respecto al símbolo deseado:

$$\Omega = \{\bar{X} \in \mathcal{Q} \mid \|\bar{X} - \bar{X}_d\| < q\} \quad \text{ecuación (10)}$$

A continuación se calcula en la etapa 2, adicionalmente al conjunto de vectores de símbolos candidatos un correspondiente conjunto de "configuraciones binarias candidatas":

$$\Psi = \{\bar{b} = M^{-1}(\bar{X}), \bar{X} \in \Omega\} \quad \text{ecuación (11)}$$

En la etapa 3 se busca a continuación del conjunto de configuraciones binarias candidatas Ψ hasta que se encuentra una configuración binaria válida en cuanto a la información de codificación y cabecera (overhead):

$$\bar{\tilde{d}} = B_0 \otimes \bar{\tilde{d}} \quad , \quad \bar{b}_0 \oplus (B_0 \otimes \bar{\tilde{d}}) \in \Psi \quad \text{ecuación (12)}$$

30 Si la búsqueda según la ecuación (12) sigue sin tener éxito, entonces se aumenta la distancia q y se comienza de nuevo en la etapa 1.

La complejidad del procedimiento correspondiente a la invención depende de manera muy decisiva de la complejidad del bloque de procesamiento L1_A_t o bien L1_A_r. Si incluyen estos bloques por ejemplo un decodificador Reed-Solomon, entonces debe realizarse en la etapa 3 de la anterior iteración una decodificación múltiple Reed-Solomon, lo cual significa un considerable coste en cálculo. En el procedimiento xDSL basado en DMT puede configurarse el bloque L1_A_t. Por ejemplo debería conectarse aquí una configuración lo más sencilla posible (es decir, por ejemplo Reed-Solomon desconectada, interleaver con profundidad mínima, tone-ordering o solicitud de tono desconectada), con lo que puede lograrse una clara simplificación de la iteración antes descrita.

Otra idea de la invención es el alojamiento de la modulación cross-layer antes descrita en las redes de acceso o sistemas de acceso existentes.

La figura 6 muestra una aplicación a modo de ejemplo de la modulación cross-layer para la precompensación MIMO: en la misma se desplaza por ejemplo, en comparación con la precompensación MIMO tradicional (figura 5), el procesamiento específico MIMO por ejemplo del bloque de chips de modem al procesador de la red del conmutador de la capa 2. En cuanto a la tecnología del procesador, no hay al respecto ningún problema básico, ya que todas las operaciones sólo pueden atribuirse a operaciones binarias o bien table-lookups (consultas a tablas).

Los vectores de bit modificados de los puertos individuales se denominan $\tilde{\mathbf{b}}_o(n)$; la velocidad de bits sumatoria de estos vectores es en general una velocidad de bits que procede del Backbone (parte troncal) de la red.

La carga útil (payload) de la capa 3 se denomina aquí formalmente $\approx(n)$. Los datos de entrada se memorizan transitoriamente, como es usual, primeramente en una zona de buffer (memoria tampón) específica del puerto. No obstante, tras procesar la zona de buffer no se transmite en particular ningún dato aleatorio "sin sentido" a la capa 1, sino que más bien se determina, según el procedimiento antes descrito, aquel vector binario que contribuye correspondientemente a la precompensación de la diafonía en los otros puertos activos. En los factores de agregación usuales puede suponerse que sólo unos pocos puertos están activos a la vez y que sólo teniendo en cuenta la estructura matricial MIMO al leer el buffer puede lograrse un multiplexado estadístico en el tiempo dentro de las agrupaciones virtuales. Es decir, en un grupo de puertos que se interfieren mutuamente realiza siempre solamente un puerto la transmisión de datos útiles, mientras que los otros puertos prácticamente "callan" mediante modulación intercapas (cross-layer) o bien envían la señal de compensación correctamente en cuanto a fase para el puerto activo. Para los sistemas MIMO de diagonal fuertemente dominante tal como los que se dan entre otros en el procedimiento xDSL, parecen indicar las primeras simulaciones que no tiene sentido alguno enviar señales de compensación correctamente en cuanto a fase, puesto que debido a la fuerte atenuación de los canales transversales no se obtiene una ganancia apreciable de calidad en los resultados.

Señalemos que alternativamente al esquema antes descrito el procesamiento previo de la precompensación MIMO puede realizarse por ejemplo también al nivel de la capa 3. Procesamiento de un enrutador o router (ver figura 7), siempre que a) exista aún reserva de anchura de banda en el backbone y b) se tenga una estrategia de encapsulado determinista y conocida en el conmutador de la capa 2.

Por lo tanto, en el marco de la invención, para la transmisión de datos a través de varios canales se transmiten a través de al menos un canal datos adicionales. Mediante la transmisión de estos datos adicionales se influye ventajosamente sobre la transmisión de los datos en al menos uno de los otros canales. Mientras que en el ejemplo de ejecución anterior mediante la transmisión de los datos adicionales se influye sobre la transmisión de por ejemplo datos útiles sobre los otros canales tal que se reducen las interferencias en los otros canales, puede pensarse igualmente en que mediante la transmisión de los datos adicionales se refuercen por ejemplo los datos útiles sobre los otros canales.

Además, señalemos que usualmente el establecimiento del enlace de módems basados en DMT comenzará con una fase de inicialización, en la que se envían señales de prueba estandarizadas, que se utilizan en particular para la identificación del canal. Para la identificación de la matriz de canales MIMO naturalmente no es suficiente una fase tradicional de inicialización, ya que no es la intención de los procedimientos estandarizados considerar simultáneamente más de un puerto.

Por lo tanto puede aplicarse ventajosamente con ayuda del procedimiento correspondiente a la invención el concepto descrito en las ecuaciones (5)-(8) al enviar señales de prueba (las llamadas señales piloto) para la identificación del canal MIMO durante la fase de transmisión de datos propiamente dicha. En particular cuando se produce la conexión inicial de un puerto k puede contribuir el puerto l a que pueda identificarse el coeficiente MIMO $h_{k,l}$. Los datos vacíos predefinidos del puerto l pueden registrarse en el puerto k y permiten así la identificación del coeficiente MIMO $h_{k,l}$. Sin una tal medida, en la primera conexión de un nuevo usuario tendrían que inicializarse de nuevo todos los puertos relacionados con la diafonía y ya conectados.

A continuación se describirá una variante de Ethernet especial de la modulación Cross-Layer sin CPE-Upgrade. Este ejemplo de ejecución posee la ventaja de que el procedimiento correspondiente a la invención puede realizarse así incluso cuando se utilizan aparatos terminales de abonado tradicionales.

Las tramas de Ethernet de compensación se transmiten en este ejemplo exclusivamente a través de la sección xDSL. En el receptor deben rechazarse a continuación estas tramas de compensación, ya que en el aparato terminal no está implementado el procedimiento novedoso correspondiente a la invención. Así debe encontrarse un procedimiento que fuerce el rechazo de las tramas y/o impida la retransmisión de las tramas. Para ello, tienen que vulnerarse en al menos una de las capas por encima de la capa física selectivamente uno o varios de aquellos criterios que son relevantes para la validez de la trama/paquete en la correspondiente capa. En la tabla de la figura 8 se relacionan algunos de tales ejemplos con respecto a la capa 2 (en el procedimiento de Ethernet).

Tal como puede observarse en la tabla, depende la efectividad de las distintas medidas del tipo de servicio del aparato en el lado receptor (por ejemplo CPE). Si funciona el aparato en el lado receptor como enrutador, entonces se cierra allí la capa 2 (es decir, Ethernet). Por ello se comprueba la validez de las tramas de Ethernet recibidas según todos los criterios exigidos de manera estándar. En un bridge (puente de red) por el contrario se comprueba solamente la llamada

“Frame Check Sequence” (secuencia de comprobación de trama), las tramas se retransmiten a continuación, sin que se investigue su contenido.

En particular pueden realizarse los siguientes métodos:

- 5 El método 1 funciona con un rechazo forzado de las tramas de Ethernet. Aquí son rechazadas las tramas de Ethernet por el receptor cuando las mismas son detectadas como no válidas. Por ejemplo puede transmitirse conscientemente una Frame Check Sequence falsa en cuanto a la trama, lo cual no obstante exige en determinadas circunstancias una modificación del hardware de los módulos del transceptor xDSL. Por lo tanto, una implementación es comparativamente costosa.
- 10 Más sencillos de implementar son por ejemplo métodos que manipulan la trama de Ethernet ya en el cliente MAC. Tal como puede observarse en la figura 9, aporta el cliente MAC (por ejemplo un procesador de la red) en la Linecard DSLAM o en el CPE al módulo transceptor xDSL la trama de Ethernet de la dirección de destino (Destination Address) hasta inclusive el campo MAC Client Data (datos de cliente MAC). Los siguientes métodos pueden realizarse mediante tramas de Ethernet manipuladas en el MAC-Client.
- 15 También el método 2 aprovecha un rechazo forzado de las tramas de Ethernet. En este caso rechaza la trama el receptor cuando en el campo Length/Type (longitud/tipo) se inscribe un tipo (tipo de Ethernet) no apoyado o desconocido, cuando la longitud de la trama sobrepasa intencionadamente la longitud máxima admisible de una trama (ver al respecto [IEEE8023]) o cuando el valor en el campo Length/Type ciertamente representa una indicación de longitud (es decir, cuando el valor es inferior a 0x600), pero por ejemplo se coloca intencionadamente en un valor que no corresponde. Desde luego debe estar configurado el receptor (DSLAM/CPE) para ello tal que el mismo compruebe el tipo de Ethernet o bien la longitud de la trama. En algunas configuraciones (por ejemplo en algunos bridges) se retransmiten las tramas de Ethernet sin comprobación de la capa 2 inmediatamente a la red. Cuando se transmiten tramas de compensación sólo en el sentido downstream o descendente (es decir, desde el DSLAM al CPE), puede utilizarse el procedimiento también cuando el CPE no realice ninguna prueba, es decir, cuando se asuma que las tramas de compensación sólo se rechazarán en el aparato terminal o enrutador del cliente.
- 20 Cuando se utilizan ambos métodos 1 y 2, no tiene importancia qué dirección de destino (Destination Address) se utiliza.
- En un tercer método a modo de ejemplo, se impide la retransmisión de la correspondiente trama de Ethernet. Entonces debe estar asegurado que las tramas de compensación de Ethernet del DSLAM se direccionan exactamente al CPE y las tramas del CPE se direccionan exactamente al DSLAM (en servicio en la dirección upstream o ascendente). Las direcciones de destino MAC desconocidas dan lugar a que las tramas de Ethernet se retransmitan a todos los otros elementos de red (el llamado “flooding” o inundación). No obstante, las direcciones de destino MAC buscadas son conocidas al CPE y al DSLAM en cada caso sólo cuando el CPE está anunciado en la red. Sólo en ese instante son conocidas la dirección MAC del CPE en el DSLAM y la dirección MAC del DSLAM en el CPE. Para poder utilizar la modulación Cross-Layer también cuando no se ha intercambiado aún ninguna trama de Ethernet regular entre CPE y DSLAM, deben utilizarse direcciones de destino MAC Broadcast o Multicast (de difusión general o de multidifusión). En el caso de que el DSLAM o bien el CPE estén configurados como bridge, se retransmiten no obstante también las tramas direccionadas a una dirección broadcast-multicast. En un tal caso ofrece ayuda por ejemplo la dirección Slow_Protocols_Multicast (multicast de protocolo lento) [IEEE8023], anexo 43B. Las tramas de Ethernet que están direccionadas a una tal dirección Slow_Protocols_Multicast no se retransmiten por definición.
- 30 El método 4 funciona con un rechazo forzado de las tramas utilizando una dirección Slow_Protocols_Multicast. Cuando se utiliza la dirección Slow_Protocols_Multicast puede emitirse la trama de Ethernet de compensación como trama de un Slow Protocol. Esto se realiza utilizando el valor Slow_Protocol_Type en el campo Length/Type de la trama (ver al respecto [IEEE8023]), anexo 43B). El Protocol Subtype Identifier (identificador de subtipo de protocolo), que como consecuencia del campo Length/Type caracteriza el Slow Protocol utilizado, puede entonces colocarse en un valor no permitido, para forzar el rechazo. Son valores adecuados para ello según [IEEE8023], tabla 43B-3, los valores 0 y 11 a 255. Las tramas con identificadores Protocol Subtype inválido o no permitido, son rechazadas por el receptor.
- 40
- 45

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para la transmisión de datos a través de varios canales ($h_N(t)$), en el que existen interferencias que resultan de la paradiafonía y de la telediafonía, transmitiéndose datos adicionales ($\tilde{a}$) a través de al menos un canal ($h_k(t)$) e influyéndose selectivamente mediante la transmisión de los datos adicionales ($\tilde{a}$) sobre la transmisión de los datos en al menos uno de los otros canales ($h_N(t)$; $N \neq k$) en cuanto a las interferencias,
caracterizado porque los datos adicionales ($\tilde{a}$) se transmiten en fases en las que no se transmiten datos útiles sobre el canal ($h_k(t)$), de los que al menos hay uno.
2. Procedimiento según la reivindicación 1,
caracterizado porque la transmisión de los datos en uno de los otros canales ($\tilde{a}$) de los que al menos hay uno, se ve influenciada tal que se reducen las perturbaciones en uno de los otros canales ($h_N(t)$; $N \neq k$), de los que al menos hay uno.
3. Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes,
caracterizado porque se rechazan los datos adicionales ($\tilde{a}$) en un receptor.
4. Procedimiento según la reivindicación 3,
caracterizado porque los datos adicionales ($\tilde{a}$) se configuran tal que los datos adicionales ($\tilde{a}$) se rechazan debido a una vulneración de criterios en al menos una de las capas situadas por encima de la capa física relevante para la validez de los datos adicionales ($\tilde{a}$) en el receptor.
5. Procedimiento según la reivindicación 4,
caracterizado porque los criterios se definen mediante el procedimiento de Ethernet.
6. Procedimiento según una de las reivindicaciones precedentes,
caracterizado porque la transmisión de los datos se realiza según un procedimiento xDSL.
7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 3 a 6,
caracterizado porque la transmisión de los datos se realiza según el estándar de Ethernet y/o el rechazo de los datos adicionales ($\tilde{a}$) se realiza en base a una vulneración de una especificación del estándar IEEE 8023.
8. Equipo para transmitir datos a través de varios canales ($h_N(t)$), existiendo interferencias que resultan de la paradiafonía y de la telediafonía, con medios de transmisión para transmitir datos adicionales ($\tilde{a}$) a través de al menos un canal ($h_k(t)$), estando configurados los medios de transmisión tal que mediante la transmisión de los datos adicionales ($\tilde{a}$) se influye selectivamente sobre la transmisión de los datos en al menos uno de los otros canales ($h_N(t)$; $N \neq k$) en cuanto a las interferencias,
caracterizado porque los datos adicionales ($\tilde{a}$) se transmiten en fases en las que sobre el canal ($h_k(t)$), de los que al menos hay uno, no se transmite ningún dato útil.
9. Equipo según la reivindicación 8,
caracterizado porque los medios de transmisión están configurados tal que sobre la transmisión de los datos en uno de los otros canales ($h_N(t)$; $N \neq k$), de los que al menos hay uno, se influye de tal manera ($h_N(t)$; $N \neq k$) que se reducen las interferencias en uno de los otros canales ($h_N(t)$; $N \neq k$), de los que al menos hay uno.

10. Equipo según la reivindicación 9,

caracterizado porque los medios de transmisión están configurados tal que los datos

adicionales ($\tilde{d}$) se configuran tal que los datos adicionales ($\tilde{d}$) se rechazan debido a la vulneración de criterios en al menos una de las capas situada por encima de la capa física relevante

5 para la validez de los datos adicionales ($\tilde{d}$) en un receptor.

FIG 1

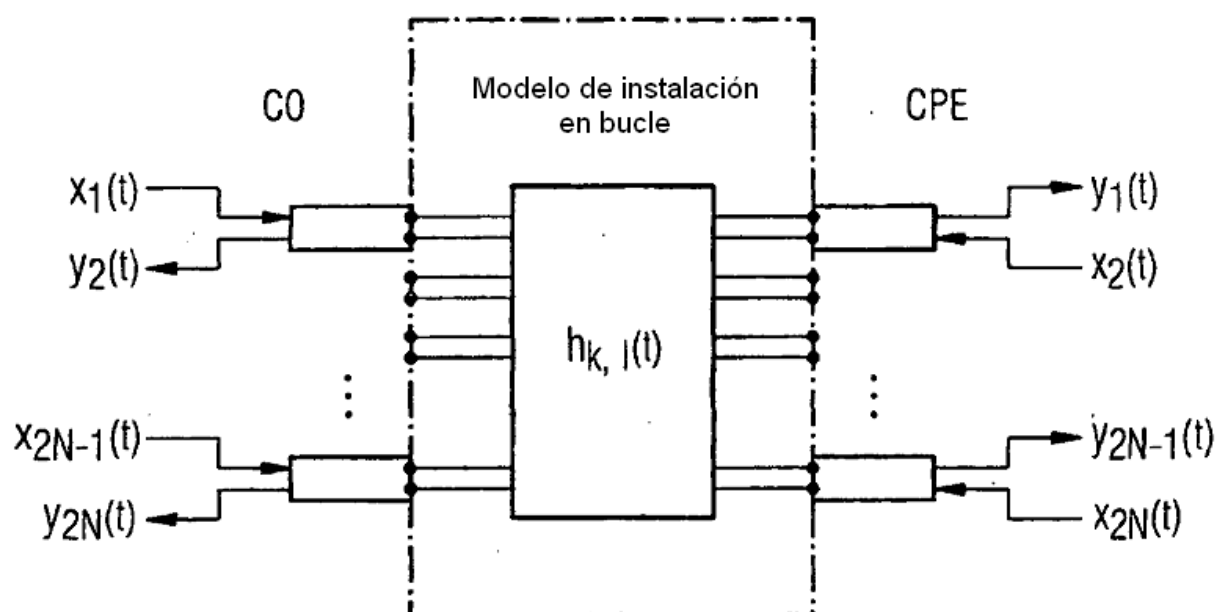


FIG 2

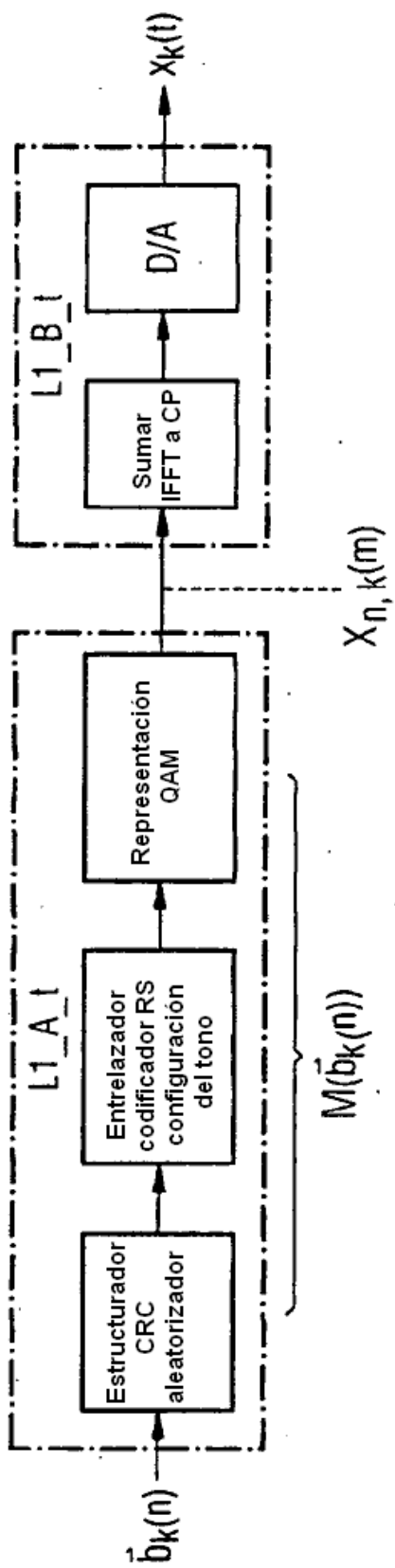


FIG 3

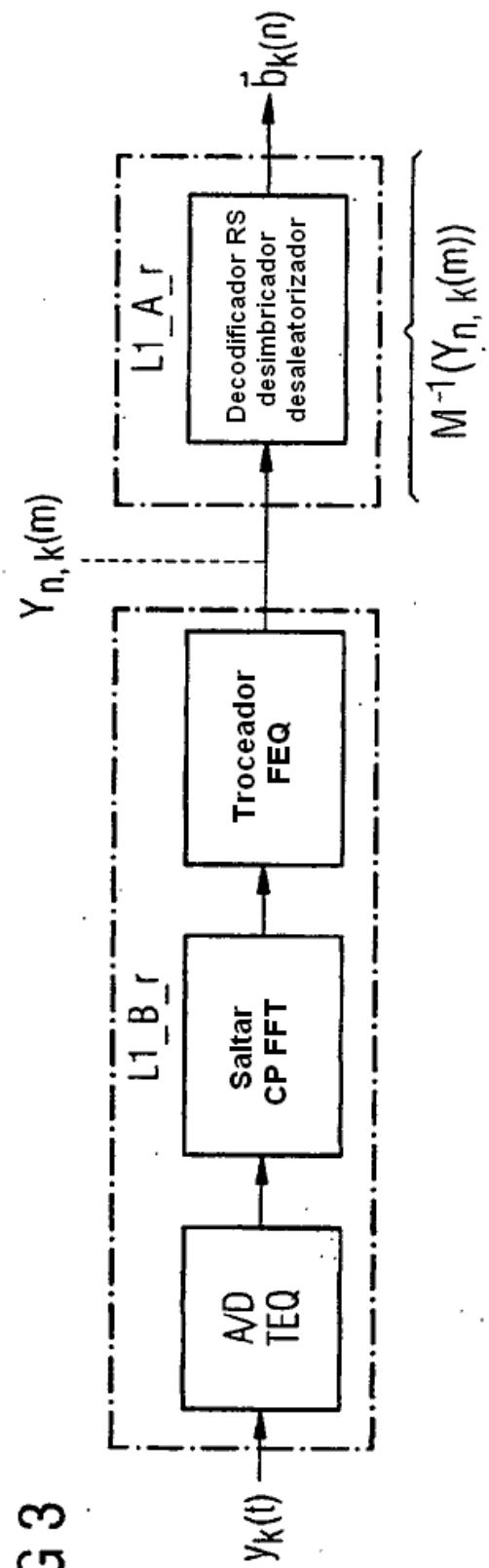


FIG 4

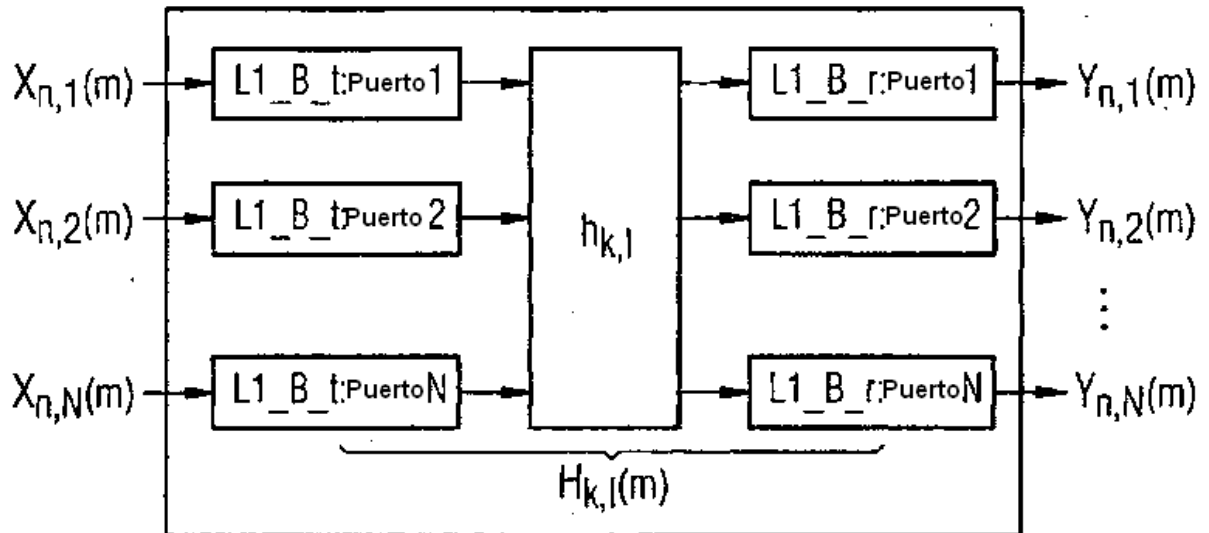


FIG 5

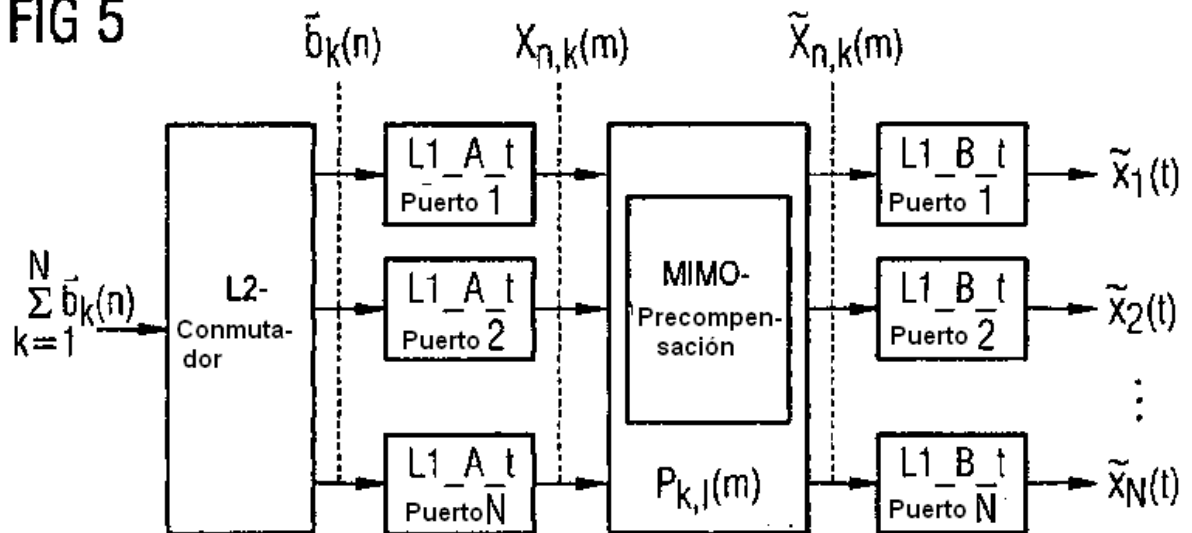


FIG 6

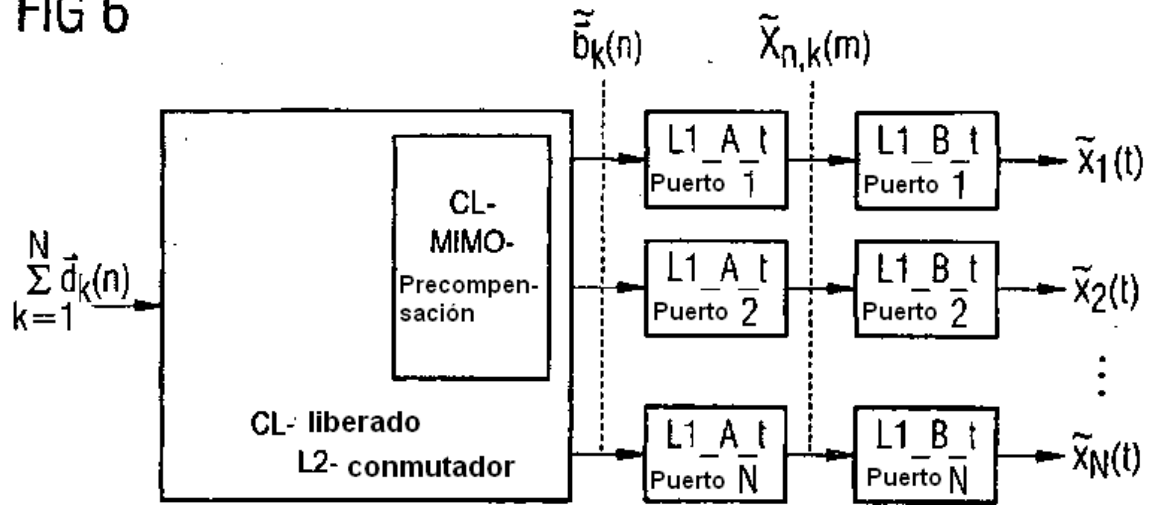


FIG 7

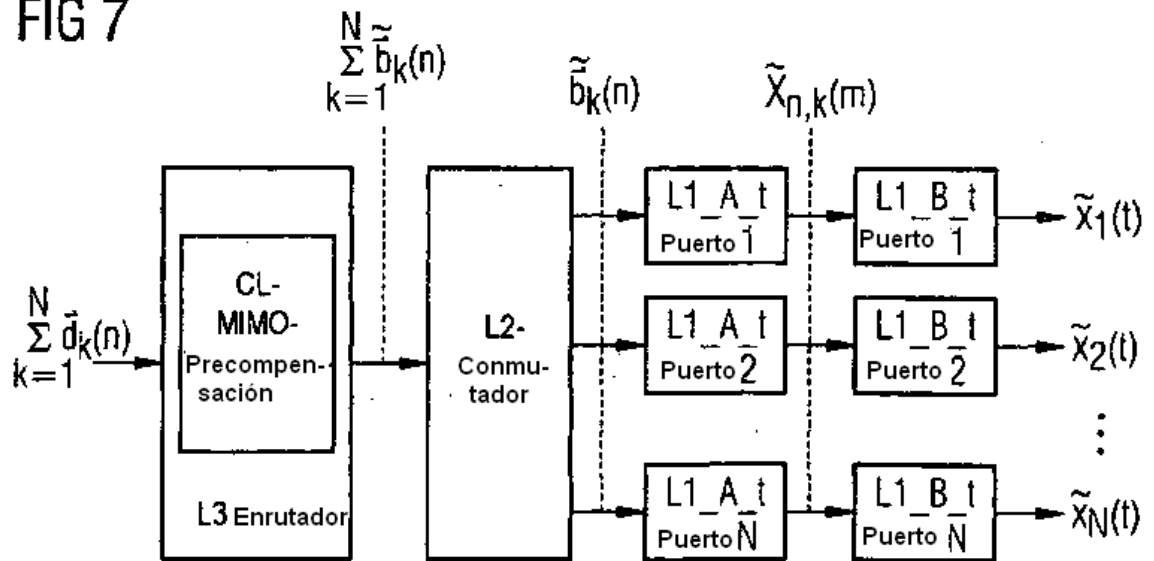


FIG 8

	Puente	Enrutador	
FCS incorrecto	Rechazo	Rechazo	
Tipo incorrecto	Retransmisión	Rechazo	
Longitud incorrecta	Retransmisión	Rechazo	
Trama demasiado larga	Retransmisión	Rechazo	
Dirección multicast	Retransmisión	No hay retransmisión	
Dirección Slow_Protocolo_Multi-cast	No hay retransmisión si (IEEE8023), anexo 43B apoya	No hay retransmisión si (IEEE8023), anexo 43B apoya	
Protocolo subtipo ID incorrecto	Rechazo si (IEEE8023), anexo 43B apoya	Rechazo si (IEEE8023), anexo 43B apoya	

FIG 9

Dirección de destino	Dirección de origen	Longitud / tipo	Datos clientes MAC	Frecuencia de prueba de la trama
----------------------	---------------------	-----------------	--------------------	----------------------------------