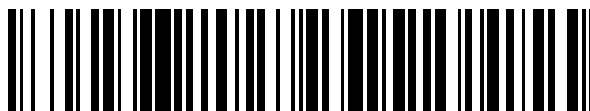


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 641 450**

51 Int. Cl.:

H04B 10/61 (2013.01)

H04B 10/079 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **09.10.2013 PCT/EP2013/071084**

87 Fecha y número de publicación internacional: **16.04.2015 WO15051838**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.10.2013 E 13807942 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.08.2017 EP 3055936**

54 Título: **Equipo para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
10.11.2017

73 Titular/es:
**HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD. (100.0%)
Huawei Administration Building, Bantian
Longgang District , Shenzhen, Guangdong
518129, CN**

72 Inventor/es:
STOJANOVIC, NEBOJSA

74 Agente/Representante:
LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 641 450 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

Equipo para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida

Campo técnico

5 La invención está relacionada con el campo de la caracterización de la dispersión cromática en receptores de comunicación óptica.

Antecedentes de la invención

10 Los sistemas de comunicación óptica están siendo ampliamente utilizados para la transmisión de datos de alta capacidad sobre distancias cortas y largas. En la actualidad se utilizan formatos de modulación binarios simples, tales como on-off keying (manipulación on-off) que codifica un bit por símbolo, que son los más utilizados, por ejemplo, en los sistemas de transmisión de datos de 10 Gb/s.

Se han diseñado nuevas generaciones de sistemas de comunicación óptica de alta capacidad que utilizan formatos de modulación avanzados como, por ejemplo, modulación de amplitud en cuadratura en combinación con multiplexación en polarización y detección coherente. De este modo se puede conseguir una transmisión de datos de mayor capacidad, por ejemplo, de 100 Gb/s, y una mayor eficiencia espectral.

15 Para la recuperación de datos en receptores de comunicación óptica coherentes es importante la caracterización de la dispersión cromática (CD) de la señal óptica recibida. Cuando se caracteriza la dispersión cromática, el receptor de comunicación óptica puede compensar la dispersión cromática mediante técnicas de procesamiento de señales digitales.

20 Sin embargo, no existe una aproximación eficiente para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida para una diversidad de formatos de modulación, formas de multiplexación y/o esquemas de detección diferentes.

Por otro lado, una caracterización eficiente de la dispersión cromática en sistemas de ancho de banda extremadamente limitado, como, por ejemplo, sistemas Nyquist con factores de roll-off (atenuación progresiva) pequeños o sistemas más rápidos que los sistemas Nyquist, representa un desafío.

25 En el documento de F. N. Hauske, Z. Zhang, C. Li, C. Xie, y Q. Xiong, "Precise, Robust and Least Complexity CD Estimation (Estimación Precisa, Consistente y de Mínima Complejidad de la CD)", en las Actas de la OFC, Los Angeles, EE.UU., 2011, Ponencia JWA32, se describe un criterio para la estimación de la dispersión cromática. Dicho criterio de estimación es apropiado para, por ejemplo, sistemas no limitados en banda.

Resumen

30 El objeto de la invención es proporcionar un equipo para la caracterización eficiente de la dispersión cromática de una señal óptica recibida.

Este objetivo se logra a través de las características de las reivindicaciones independientes. A partir de las reivindicaciones dependientes, la descripción y las figuras resultarán evidentes otras formas adicionales de implementación.

35 La invención se basa en el hallazgo de que se puede evaluar el retardo de fase de una señal óptica recibida y el retardo de fase de una señal retardada.

40 De acuerdo con un primer aspecto, la invención está relacionada con un equipo para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida, comprendiendo dicho equipo unos medios de retardo para retardar la señal óptica recibida un tiempo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal respecto a la señal óptica recibida, unos medios de detección de fase para determinar un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, y para determinar un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada, y un procesador para determinar un indicador de la dispersión cromática a partir del primer valor y el segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática. La señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación. Los medios de retardo están configurados para retardar la señal óptica recibida una fracción, en particular 1/4, del tiempo de un símbolo de comunicación. Los medios de detección de fase están configurados, además, para recuperar una fase de muestreo de la señal óptica recibida o de la señal retardada con el fin de determinar el primer valor o el segundo valor. Los medios de detección de fase están configurados para determinar el primer valor o el segundo valor de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = \text{real} \left(x(n)^* (x(n+1) - x(n-1)) \right)$$

50 en donde x representa la señal óptica recibida o la señal retardada en el dominio del tiempo, n representa un índice

de muestreo, (*) representa el conjugado de un complejo, $\text{real}(\cdot)$ representa la parte real de un número complejo, e y representa el primer valor o el segundo valor. El procesador está configurado para determinar el indicador de dispersión cromática de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$W = W_1^2 + W_2^2$$

5 en donde W_1 representa el primer valor, W_2 representa el segundo valor, y W representa el indicador de dispersión cromática. De este modo se puede caracterizar de forma eficiente la dispersión cromática de una señal óptica recibida.

De acuerdo con un segundo aspecto, la invención está relacionada con un método para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida, comprendiendo dicho método retardar la señal óptica recibida un tiempo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal respecto a la señal óptica recibida, determinar un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, determinar un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada, y determinar un indicador de la dispersión cromática a partir del primer valor y el segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática. La señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación, y en donde la señal óptica recibida se retarda una fracción, en particular 1/4, del tiempo de un símbolo de comunicación. Se recupera una fase de muestreo de la señal óptica recibida o de la señal retardada con el fin de determinar el primer valor o el segundo valor. El primer valor o el segundo valor se determinan de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = \text{real}\left(x(n)^* (x(n+1) - x(n-1))\right)$$

20 en donde x representa la señal óptica recibida o la señal retardada en el dominio del tiempo, n representa un índice de muestreo, (*) representa el conjugado de un complejo, $\text{real}(\cdot)$ representa la parte real de un número complejo, e y representa el primer valor o el segundo valor. El indicador de dispersión cromática se determina de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$W = W_1^2 + W_2^2$$

25 en donde W_1 representa el primer valor, W_2 representa el segundo valor, y W representa el indicador de dispersión cromática.

De este modo se puede caracterizar de forma eficiente la dispersión cromática de una señal óptica recibida.

De la funcionalidad del equipo pueden resultar directamente características adicionales del método de acuerdo con el primer aspecto como tal, o cualquiera de las formas de implementación precedentes del primer aspecto.

30 El método puede ser ejecutado por el equipo de acuerdo con el primer aspecto como tal, o cualquiera de las formas de implementación precedentes del primer aspecto.

La invención se puede implementar mediante hardware y/o software.

Se describirán modos de realización adicionales de la presente invención en relación con las siguientes figuras, en las que:

35 la Fig. 1 ilustra un diagrama esquemático de un equipo para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida;

la Fig. 2 ilustra un diagrama esquemático de un método para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida;

la Fig. 3 ilustra un diagrama esquemático de un receptor óptico coherente;

la Fig. 4 ilustra un diagrama esquemático de bloques de DSP básicos de un receptor óptico coherente;

40 la Fig. 5 ilustra un diagrama esquemático de la respuesta en frecuencia de un filtro de coseno alzado con diversos factores de roll-off;

la Fig. 6 ilustra un diagrama esquemático de la respuesta en impulso de un filtro de coseno alzado con diversos factores de roll-off;

la Fig. 7 ilustra un diagrama de una curva S de un detector de fase para diversos factores de roll-off;

45 la Fig. 8 ilustra unos diagramas de constelación de la señal antes y después de los filtros FIR para una polarización X y una polarización Y;

la Fig. 9 ilustra un diagrama esquemático de bloques de estimación y compensación de la CD;

- la Fig. 10 ilustra un diagrama esquemático de un filtro FIR para una polarización X;
- la Fig. 11 ilustra un diagrama esquemático de un detector de CD;
- la Fig. 12 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD para un barrido rápido de la CD;
- la Fig. 13 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD para un barrido fino de la CD;
- 5 la Fig. 14 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD tras el bloqueo del VCO;
- la Fig. 15 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD;
- la Fig. 16 ilustra un histograma normalizado y una función de densidad de probabilidad de los valores de estimación de la CD;
- 10 la Fig. 17 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD para un formato de modulación QPSK y 16QAM;
- la Fig. 18 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD para un sistema de transmisión de señales Nyquist y FTN;
- la Fig. 19 ilustra un diagrama esquemático de una implementación paralela de bloques de estimación de la CD;
- la Fig. 20 ilustra un diagrama esquemático de un detector de CD como componente del detector de fase;
- 15 la Fig. 21 ilustra un diagrama esquemático de un filtro paso bajo; y
- la Fig. 22 ilustra un diagrama esquemático de un filtro paso bajo.

Descripción detallada de los modos de realización de la invención

- La Fig. 1 ilustra un diagrama esquemático de un equipo 100 para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida.
- 20 El equipo 100 comprende unos medios 101 de retardo para aplicarle a la señal óptica recibida un retardo de tiempo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal retardada con respecto a la señal óptica recibida, unos medios 103 de detección de fase para determinar un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, y para determinar un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada, y un procesador 105 para determinar un indicador de la dispersión cromática a partir del primer valor y el
- 25 segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática.
- La señal óptica recibida se puede convertir en una señal eléctrica mediante, por ejemplo, una interfaz óptica. La señal óptica recibida puede ser una señal compleja que comprende un componente en fase (I) y otro en cuadratura (Q). La señal óptica recibida puede ser muestreada y/o cuantificada.
- 30 La señal retardada puede ser una señal compleja que comprende un componente en fase (I) y otro en cuadratura (Q). La señal retardada puede ser muestreada y/o cuantificada.
- El tiempo de retardo predeterminado puede ser, por ejemplo, 1 ps, 10 ps o 100 ps.
- El retardo de fase de la señal óptica recibida está relacionado con una fase de muestreo de la señal óptica recibida. El primer valor puede ser un número real, por ejemplo 1,3, o un número complejo, por ejemplo 1+j.
- 35 El retardo de fase de la señal retardada está relacionado con una fase de muestreo de la señal retardada. El segundo valor puede ser un número real, por ejemplo 0,8, o un número complejo, por ejemplo 4-2j.
- La dispersión cromática está relacionada con la propagación dependiente de la longitud de onda de una señal óptica en una guía de onda óptica. El indicador de dispersión cromática puede ser un número real, por ejemplo 2,5.
- La señal óptica recibida se puede introducir en los medios 101 de retardo y los medios 103 de detección de fase. Los medios 101 de retardo pueden estar conectados a los medios 103 de detección de fase. Los medios 103 de
- 40 detección de fase pueden estar conectados al procesador 105.
- La Fig. 2 ilustra un diagrama esquemático de un método 200 para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida.
- El método 200 comprende retardar 201 la señal óptica recibida un tiempo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal retardada con respecto a la señal óptica recibida, determinar 203 un
- 45 primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, determinar 205 un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada, y determinar 207 un indicador de la dispersión cromática a partir del primer

valor y el segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática.

De la funcionalidad del equipo 100 pueden resultar directamente características adicionales del método 200. El método 200 puede ser ejecutado por el equipo 100.

La Fig. 3 ilustra un diagrama esquemático de un receptor óptico coherente.

5 Como una señal digital se asocia a ambas polarizaciones, se utiliza un híbrido a 90° para mezclar una señal de entrada con la señal de un oscilador local (LO), lo que da como resultado cuatro señales de salida, esto es, dos señales por polarización.

Una señal óptica se convierte en una señal eléctrica mediante una interfaz óptica (OFE) constituida por fotodiodos, por ejemplo, un solo PIN o balanceado, y un amplificador de transimpedancia (TIA).

10 Como la potencia de la señal puede variar en el tiempo, unos bloques de control automático de ganancia (AGC) rápido pueden compensar las variaciones de potencia de la señal. Hay cuatro bloques AGC que también pueden ser un componente integrado en los bloques OFE. Con frecuencia, debido a la complejidad de realización, un par de bloques AGC es controlado mediante una señal de control, esto es, VX_{AGC} para la polarización X y VY_{AGC} para la polarización Y. No obstante, cuatro bloques AGC pueden ser controlados mediante 4 voltajes de control independientes. Tras los bloques AGC, las señales se cuantifican mediante la utilización de convertidores analógico-digital (ADC).

15 Los cuatro flujos de datos digitales cuantificados se procesan a continuación en un bloque de procesamiento de señales digitales (DSP) que está dividido en dos componentes, un componente de hardware DSP rápido y un componente de software DSP lento. En el bloque DSP, uno de ellos compensa la dispersión cromática (CD), la dispersión por modo de polarización (PMD), los efectos no lineales, el ruido del LO, el desplazamiento de frecuencia del LO, etc. La estimación de los procesos lentos se puede realizar en el componente de software del circuito DSP.

La Fig. 4 ilustra un diagrama esquemático de bloques de DSP básicos de un receptor óptico coherente.

25 Tras la cuantificación, por ejemplo, mediante bloques de ADC, se ecualiza la dispersión cromática en el dominio de la frecuencia de cuatro señales reales utilizando dos bloques de transformación rápida de Fourier (FFT), lo cual también se puede realizar en el dominio del tiempo.

La detección de la polarización, la compensación de la PMD y la compensación de la CD residual se realizan en el dominio del tiempo utilizando filtros de respuesta finita al impulso (FIR) dispuestos en forma de mariposa, por ejemplo, mediante un bloque de compensación de la PMD.

La recuperación de portadora en frecuencia y fase se realiza mediante un bloque de recuperación de portadora.

30 La estimación de la temporización puede utilizar una señal de diferentes lugares, por ejemplo, dentro del bloque de compensación de la CD, por ejemplo, extrayendo la temporización del dominio de la frecuencia, por ejemplo, tras este bloque, por ejemplo, en el dominio del tiempo, o por ejemplo tras la compensación de la PMD. La CD puede ser compensada de forma eficiente en el dominio de la frecuencia (FFT). La función de compensación de la CD se puede definir así

$$35 \quad CD^{-1}(DL) = \exp\left(-j\left(\frac{2\pi n f_s}{N}\right)^2 \frac{\lambda_0^2 DL}{4\pi c}\right)$$

donde λ_0 es la longitud de onda de la señal, f_s es la frecuencia de muestreo, N es el tamaño de la FFT, c es la velocidad de la luz, n es el número de coeficientes de la FFT, L es la longitud de la fibra, y D es el coeficiente de dispersión.

40 Durante la puesta en marcha, la primera acción de los receptores coherentes tras recibir una señal que adolece de dispersión cromática es estimar la cantidad de la CD residual. Como el receptor se puede encontrar completamente desincronizado, esta operación se puede realizar antes de la recuperación de la portadora y el reloj.

La estimación de la CD se puede realizar mediante una secuencia de entrenamiento. La sincronización, la redundancia y el tiempo de estimación pueden limitar este enfoque a valores de CD pequeños.

45 Un enfoque prometedor para formatos de señal que tengan un ancho de banda mayor que la velocidad de transmisión puede ser un método de estimación basado en mediciones de la intensidad del tono del reloj. Este método se puede basar en un enfoque de recuperación de la temporización de tipo elevar al cuadrado y filtrar que se puede realizar en el dominio de la frecuencia. Como el bloque de compensación de la CD en el dominio de la frecuencia se utiliza a menudo, se puede aplicar este método.

50 Un componente de este método puede ser la selección de las rotaciones de polarización que debe ser comprobada. Algunos casos de PMD que constituyen un reto se pueden evitar o resolver mediante la utilización de un conjunto de

estados de polarización. La exploración sobre un rango de CD predefinido utilizando un cierto paso de CD, que puede influir en la precisión y el tiempo de estimación, realizada en combinación con unos pocos SOP, puede proporcionar resultados adecuados.

5 La Fig. 5 ilustra un diagrama esquemático de la respuesta en frecuencia de un filtro de coseno alzado con diversos factores de roll-off.

La Fig. 6 ilustra un diagrama esquemático de la respuesta en impulso de un filtro de coseno alzado con diversos factores de roll-off.

Para limitar el ancho de banda de la señal se utiliza una transmisión Nyquist basada en pulsos de Nyquist. Esto puede facilitar un mejor empaquetado del canal y automáticamente una mayor eficiencia espectral.

10 El filtro de coseno alzado es una implementación de un filtro paso bajo de Nyquist, esto es, uno que tiene la propiedad de simetría vestigial. Esto quiere decir que su espectro exhibe una simetría impar sobre $1/2T$, en donde T es el periodo de símbolo del sistema de comunicación. Su descripción en el dominio de la frecuencia se puede expresar mediante:

$$H(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right], & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{de lo contrario} \end{cases} \quad (1)$$

$0 \leq \beta \leq 1$

15 que se caracteriza mediante dos valores: β , el factor de roll-off, y T , el periodo de muestreo.

La respuesta en impulso de semejante filtro se puede expresar mediante:

$$h(t) = \text{sinc} \left(\frac{t}{T} \right) \frac{\cos \left(\frac{\pi \beta t}{T} \right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (2)$$

en términos de la función sinc normalizada. El factor de roll-off, β , es una medida del exceso de ancho de banda del filtro, esto es, el ancho de banda ocupado más allá del ancho de banda de Nyquist de $1/2T$.

20 El ancho de banda mínimo de la señal se puede conseguir para un factor de roll-off igual a 0.

La Fig. 7 ilustra un diagrama de la curva S de un detector de fase para diversos factores de roll-off. El diagrama ilustra una característica del detector de error de temporización (TEDC) a lo largo del tiempo para diversos factores de roll-off (ROF). El diagrama puede estar relacionado con una QPSK o 4QAM con factores de roll-off de 0 a 1 en pasos de 0,1.

25 Un factor de roll-off (ROF) decreciente puede deteriorar o destruir la calidad del tono del reloj al utilizar el método elevar al cuadrado y filtrar. La característica del detector de error de temporización (TEDC) puede llegar a ser muy pequeña, lo cual puede dar lugar a fluctuaciones grandes e incontroladas. Los resultados del análisis de la TEDC para el formato de modulación QPSK a $E_b/N_0=3$ dB muestra la degradación del tono del reloj para valores del ROF pequeños.

30 Para incrementar la eficiencia espectral, se puede filtrar la señal óptica mediante un filtro óptico con una frecuencia de corte menor que la frecuencia de transmisión. Tales sistemas se denominan sistemas más rápidos que Nyquist (FTN). En estos sistemas, el método elevar al cuadrado y filtrar puede fallar.

35 En los sistemas de banda estrecha, esto es, Nyquist con un ROF pequeño y FTN, la recuperación del reloj se puede mejorar utilizando una operación no lineal superior, por ejemplo, una cuarta potencia. No obstante, la utilización de dicha recuperación y método de temporización puede dar lugar a una elevada complejidad, ya que no se puede utilizar el bloque de compensación de la CD. Agregar un nuevo bloque de FFT solo para la estimación de la dispersión puede resultar poco práctico.

40 Adicionalmente, después de las operaciones no lineales superiores distintas de la elevación al cuadrado puede resultar extremadamente difícil de encontrar un conjunto de SOP que soporte la estimación de la CD. Incluso barriendo sobre el azimut, la elipticidad y el DGD pueden no proporcionar la respuesta para la mejor modificación del SOP.

La Fig. 8 ilustra unos diagramas de constelación de la señal antes y después de los filtros FIR para una polarización X y una polarización Y. Los diagramas están relacionados con un enfoque particular de estimación de la CD.

La estimación de la dispersión residual se puede realizar barriendo la CD e iterando el paso por el filtro FIR responsable de la compensación de la PMD en un microcontrolador. Tras la convergencia del filtro FIR el número de señales en un ciclo es pequeño. Se puede seleccionar un valor de CD que proporcione el menor número de puntos dentro de dicho ciclo.

- 5 Este enfoque puede ser apropiado para el formato de modulación PSK. Sin embargo, este enfoque puede no ser óptimo para los formatos de modulación de un nivel superior, como QAM, y para los sistemas FTN, que pueden estar extremadamente sujetos al ruido como consecuencia de la diafonía entre canales y el filtrado estrecho. La utilización de un microcontrolador puede dar lugar a un tiempo de estimación más largo.

La Fig. 9 ilustra un diagrama esquemático de bloques de estimación y compensación de la CD.

- 10 Durante la estimación de la CD el oscilador controlado por tensión (VCO) que proporciona el reloj a 4 ADC podría no estar bloqueado a los datos de entrada. Más tarde, cuando se estima y compensa el valor de CD del enlace óptico, el VCO puede recibir una señal desde un detector de fase (PD), que puede ser filtrada previamente por un filtro paso bajo (LPF).

El procedimiento de estimación se realiza en varios pasos.

- 15 En un primer paso se establece un paso de barrido rápido de la CD (CDSS1) basado en la longitud del filtro FIR y la velocidad de transmisión. En un segundo paso se define un rango de barrido de la CD de CDmin1 a CDmax1. En un tercer paso se detecta la CD y se almacena cada valor de salida del detector de CD. En un cuarto paso se selecciona el mejor valor de CD (CDb). En un quinto paso se define un nuevo rango de barrido de la CD mediante CDmin2=CDb-2*CDSS1 y CDmax2=CDb+2*CDSS1. En un sexto paso se selecciona un paso de barrido menor, por ejemplo, CDSS2=100 ps/nm. En un séptimo paso se repite el procedimiento desde el primer paso hasta el cuarto paso. En un octavo paso se selecciona el valor mejor de CD. En un noveno paso se realiza un barrido fino de la CD después de habilitar el PD y el VCO.

El valor CDSS1 del paso de barrido depende de la longitud del filtro (FL) y la velocidad de transmisión (B). Por ejemplo, para B=28 G y FL=7 la elección para el valor de CDSS1 puede ser 500 ps/nm.

- 25 El rango de barrido de la CD puede depender de la capacidad de compensación de la CD, esto es, la longitud máxima del enlace. Para compensar la CD en enlaces de hasta 2000 km con un coeficiente de dispersión de 17 ps/nm/km, esto es, con dispersión positiva, el valor máximo esperado de CD es de 34 000 ps/nm. En este caso, el rango de barrido se puede definir como CDmin1=-2000 ps/nm y CDmax1=36 000 ps/nm.

La Fig. 10 ilustra un diagrama esquemático de un filtro FIR para una polarización X.

- 30 Un detector de CD puede dar como resultado un valor relacionado con la CD específica. El valor máximo indica la CD de un enlace. Los coeficientes del filtro FIR se actualizan utilizando un algoritmo de módulo constante. Se supone un sistema con sobremuestreo, con dos muestras por símbolo, a saber, muestras A y B. El doble sobremuestreo puede acelerar la convergencia y puede relajar los algoritmos de DSP. Un algoritmo de CMA fuerza la primera muestra (A) sobre el círculo unidad. Los coeficientes del FIR se actualizan utilizando la siguiente ecuación:

$$\bar{W}_{k-1} = (1 - \alpha) \bar{W}_k + \mu e_k \bar{m}_k^* \bar{U}_k$$

$$e_k = 1 - |\bar{m}_k|^2$$

donde μ es un coeficiente de actualización, α es un factor de fuga, y * representa el conjugado de un complejo. El error e_k se calcula utilizando las muestras A. Este método puede resultar eficiente en los sistemas PSK y también puede proporcionar un rendimiento subóptimo en los sistemas QAM.

- 40 En este enfoque, el filtro FIR genera dos muestras por símbolo.

La Fig. 11 ilustra un diagrama esquemático de un detector de CD.

El detector de CD utiliza dos muestras por símbolo de una polarización. También puede utilizar muestras de ambas polarizaciones, lo cual puede acortar el tiempo de estimación. En general, la señal es compleja. La señal x_2 es la suma de la muestra anterior y la actual. El bloque indicado por F genera la señal $y = x(n)x^*(n-1)$. El bloque A opera con tres muestras, por ejemplo, un detector de fase Gardner, y genera

- 45

$$y = \text{real} \left(x(n)^* (x(n+1) - x(n-1)) \right)$$

La rama inferior se multiplica por

$$g = \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\pi}{2 + \pi}}$$

La salida del detector es $W = W_1^2 + W_2^2$.

5 Como el VCO puede no encontrarse bloqueado para la señal entrante, un desfase de reloj de, por ejemplo, 100 ppm da lugar a un desplazamiento de fase del muestreo de un intervalo unitario (UI) cada 10 000 símbolos. En consecuencia, el algoritmo de actualización del filtro FIR (CMA) con flujo de muestreo continuo podría no converger. Una solución a este problema puede consistir en utilizar un bloque de datos corto y actualizar los coeficientes del FIR iterando varias veces el mismo bloque. Sin embargo, las estadísticas de datos junto con la reducción de la calidad de transmisión del canal, por ejemplo, debida al ruido, en un bloque podrían resultar en una muy mala adquisición. Para resolver este problema son necesarios más bloques.

10 El procedimiento de estimación relacionado con el valor de CD fijo es el siguiente.

En un primer paso se establece la longitud de un bloque de datos en símbolos K; si el desplazamiento máximo de reloj es 100 ppm, el desplazamiento de fase del muestreo de 0,1 UI se produce cada 1000 símbolos; esto podría tener únicamente una pequeña influencia sobre el procedimiento de CMA.

15 En un segundo paso se establece el número de iteraciones M; este puede depender del tiempo de estimación que se desee; como la convergencia del CMA puede ser lenta, pueden ser aconsejables más iteraciones; una buena elección puede ser, por ejemplo, 80.

En un tercer paso se establece un número de bloques de datos N; de nuevo, este puede depender del tiempo de estimación que se desee; una buena elección puede ser, por ejemplo, 20.

20 En un cuarto paso se definen los valores del coeficiente de actualización para cada iteración; esto puede ser importante para acelerar el CMA y obtener unos resultados más ajustados, una buena elección puede ser escoger $M=2^m$ y m regiones de iteración IR; si el valor de inicio es $\mu(1)=\mu_0$, entonces

$$\begin{aligned} \mu(k) &= \frac{\mu_0}{2^{k-1}}; \quad k = 1 : m \\ IR(k) &= M \left(1 - \frac{1}{2^{k-1}} \right) + 1 : M \left(1 - \frac{1}{2^k} \right); \quad k = 1 : m - 1 \\ IR(m) &= M \left(1 - \frac{1}{2^{m-1}} \right) + 1 : M. \end{aligned}$$

25 La Fig. 12 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD para un barrido rápido de la CD. El diagrama puede relacionarse también con un comportamiento de la BER.

La Fig. 13 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD para un barrido fino de la CD. El diagrama puede relacionarse también con un comportamiento de la BER.

30 Se puede analizar una transmisión QPSK con polarización dual a 28 GB/s con una PMD de alto orden bajo el peor escenario de estimación, el cual se explicará más tarde. El valor de la CD se puede fijar en 0 ps/nm. El paso de barrido es de 500 ps/nm y la longitud del filtro FIR es 7. El mejor valor estimado de la CD es de 250 ps/nm. El nuevo rango de barrido se establece de -750 a 1250 ps/nm con el paso de barrido de 100 ps/nm. Para estimar la CD, se puede utilizar la siguiente ecuación:

$$CD_{est} = \sum_{k=1}^N CD(k) \frac{W(k)}{\sum_{m=1}^N W(m)} \quad (3)$$

35 donde CD(k) es el k-ésimo valor comprobado y N es el número de valores comprobados. En este ejemplo, el valor estimado que se obtiene utilizando la Ecuación (3) es de 17 ps/nm. El error en la estimación es prácticamente despreciable.

40 La Fig. 14 ilustra un diagrama de la salida de un detector de CD tras el bloqueo del VCO. El diagrama ilustra una mejora de la estimación para el barrido de la CD tras el bloqueo del VCO con un tamaño del paso de barrido de 10 ps/nm.

Después de establecer el valor de la CD del ejemplo anterior en 17 ps/nm se pueden habilitar el PD y el VCO. A continuación, se puede sincronizar el reloj y el filtro FIR puede converger. El barrido se realiza lentamente en pasos de 10 ps/nm a ambos lados de la CD. El barrido se detiene cuando los valores de W se reducen más de un x% en

ambos lados. Este barrido puede no deteriorar de forma detectable el comportamiento de la BER. El filtro FIR con 7 coeficientes puede permitir una CD de unos pocos cientos de ps/nm. Mediante la Ecuación (3) se obtiene un valor de corrección de la CD de -10 ps/nm. Tras este paso, el error residual es de 7 ps/nm.

La Fig. 15 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD.

- 5 Se puede comprobar el algoritmo, por ejemplo, con $CD=0$ ps/nm, en donde el valor de la CD depende de la capacidad del módulo de compensación de la CD y se puede escoger cualquier valor.

Adicionalmente, se pueden escoger los siguientes parámetros: transmisión a 28 GB/s con polarización dual; formato de modulación que comprende QPSK con una OSNR=14 dB, o 16QAM con una OSNR=21dB; una PMD, que comprende no PMD, o una PMD de alto orden con un DGD promedio de 25 ps; un ROF que comprende 0 o 0,5; y un filtro óptico Gaussiano de 4º orden transmisor con una frecuencia de corte de 22 GHz para FTN, la OSNR puede ser superior a 2 dB, o 45 GHz.

El algoritmo de estimación se puede ejecutar bajo estas circunstancias, por ejemplo, un caso extremo: desfase de reloj de 100 ppm; fluctuación de fase sinusoidal con una amplitud de 1 U_{lpp}, frecuencia de 5 MHz; rotación del SOP de 30 kHz; el SOP se puede rotar adicionalmente de forma aleatoria en cada valor de comprobación de la CD, esto es, el acimut y la elipticidad se pueden fijar aleatoriamente; y cada bloque de datos que entra en el filtro FIR tiene una fase de muestreo inicial aleatoria.

Para cada uno de los 16 casos enumerados previamente se pueden analizar 1000 canales y condiciones de estimación diferentes. El máximo error de estimación absoluto es de 68 ps/nm. Duplicando el número de iteraciones se reduce el error de estimación casi dos veces. Habilitar la recuperación del reloj, esto es, tras habilitar el PD y el VCO, y ajustar finamente la CD, a saber, 1 millón de símbolos por valor de CD, reduce el error de estimación a unos pocos ps/nm. En lugar de la calidad del reloj, que es la función W, se puede utilizar la información de FEC, que es el número de errores corregidos, o la magnitud de un vector de errores, y se puede hacer una estimación reemplazando W con uno de estos parámetros en la Ecuación (3).

La Fig. 16 ilustra un histograma normalizado y una función de densidad de probabilidad de los valores de estimación de la CD. Al histograma normalizado se le puede aplicar un ajuste Gaussiano.

Se puede ajustar el histograma de error de estimación indicado más arriba mediante una distribución Gaussiana. El error de estimación se ajusta a una distribución normal que se puede utilizar para predecir errores de estimación grandes.

La Fig. 17 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD para un formato de modulación QPSK y 16QAM. El histograma normalizado está relacionado con una distribución del error.

La QPSK y la 16QAM pueden producir distribuciones y desviaciones típicas del error similares, por ejemplo, QPSK - 12 ps/nm y 16QAM - 16 ps/nm. Ello sugiere que el método de estimación no depende en gran medida del formato de modulación. En la naturaleza del procedimiento de estimación está basarse en el tono del reloj. La extracción del tono del reloj, por ejemplo, mediante un detector de fase, puede ser menos sensible a los formatos de modulación. El aumento del número de puntos en la constelación puede producir un error de estimación mayor, que se puede reducir utilizando más pasos de iteración o bloque de datos.

La Fig. 18 ilustra un histograma normalizado de los valores de estimación de la CD para un sistema de transmisión de señales Nyquist y FTN. El histograma normalizado está relacionado con la estimación del error.

El ancho de banda de la fibra óptica, que se supone de 45 GHz y 22 GHz, podría no tener influencia en la precisión de la estimación. La desviación típica y las formas de los histogramas son prácticamente idénticas en ambos casos. Los resultados con 22 GHz se denominan más rápidos que Nyquist (FTN).

La Fig. 19 ilustra un diagrama esquemático de una implementación paralela de bloques de estimación de la CD.

A una tasa alta de baudios, como 28 G, se puede implementar el procesamiento DSP para procesar datos en paralelo a frecuencias mucho más bajas. Se puede reducir la frecuencia de un reloj ASIC CMOS a un rango de 100 MHz. Por ejemplo, el proceso en paralelo de $n=256$ símbolos puede dar lugar a un reloj del DSP de $28E9/256=109$ 375 MHz. El filtro FIR también se puede realizar mediante 256 filtros. Al mismo tiempo se pueden procesar 256 símbolos, en donde el número 256 se utiliza a modo de ejemplo para una mejor ilustración.

Se pueden asignar los valores $K=m*n=4*256$, esto es, la longitud del bloque de datos básico en símbolos, $N=10$, esto es, el número de bloques de datos, y $M=80$ el número de actualizaciones del FIR, esto es, iteraciones. El bloque del algoritmo de control se ocupa del barrido de la CD. Tras un barrido rápido el detector de CD proporciona la mejor estimación y el algoritmo de control establece el nuevo rango y paso de barrido. Tras el segundo barrido el bloque de control recibe el mejor valor estimado de la CD. Este valor se utiliza en el bloque de compensación. A continuación, el receptor habilita todos los demás bloques DSP como, por ejemplo, el de recuperación de temporización y el de recuperación de portadora.

Para estimar el valor de la CD, puede ser deseable disponer de tres buffers (memorias de almacenamiento temporal) adicionales con el fin de almacenar el bloque de datos básico completo de 1024 símbolos. Inicialmente, el conmutador P se puede encontrar en la posición A. Cuando el buffer se llena, el FIR y el CMA pueden estar activos, esto es, P se encuentra en la posición B. Tras un ciclo con los datos almacenados en el buffer se activa una actualización del CMA. Después de 80 iteraciones con los datos almacenados en el buffer, el detector de CD almacena el resultado de la estimación. Se carga el siguiente bloque de datos desde el compensador de CD y se repite el mismo procedimiento para todos los bloques.

La Fig. 20 ilustra un diagrama esquemático de un detector de CD como componente del detector de fase.

El estimador de la CD puede ser un componente de un detector de fase, por lo que la complejidad del estimador de CD es insignificante. En el ejemplo anterior, si se desprecia la suma solo es necesario elevar al cuadrado las señales W_1 y W_2 para 4 relojes CMOS. La utilización de la Ecuación (3) puede ser trivial y se puede llevar a cabo a una velocidad mucho menor al final de la estimación completa.

Excluyendo el detector de CD, la complejidad adicional de este método de estimación está en el espacio para almacenar 3×256 símbolos y algunos algoritmos de control, que podrían no ser utilizados en un procesamiento de datos ininterrumpido.

La Fig. 21 ilustra un diagrama esquemático de un filtro paso bajo. El filtro paso bajo se puede aplicar, por ejemplo, como filtro LPF1.

La Fig. 22 ilustra un diagrama esquemático de un filtro paso bajo. El filtro paso bajo se puede aplicar, por ejemplo, como filtro LPF2.

El filtro paso bajo LPF1 puede tener una estructura IIR simple. El LPF1 se puede habilitar después de establecer la CD correcta. Este filtro puede ser un componente de un detector de fase responsable de la extracción del reloj.

El filtro paso bajo LPF2 puede tener una estructura IIR simple. En el ejemplo indicado más arriba, el LPF2 puede ser un acumulador que se reinicia después de cada 4 bloques de 256 símbolos. Este filtro y el detector de CD solo podrían ser usados tras la última actualización del filtro FIR.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con la estimación de la dispersión cromática en sistemas Nyquist y en sistemas más rápidos que Nyquist.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con la estimación de la dispersión cromática en sistemas no Nyquist y en sistemas no más rápidos que Nyquist.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método para la estimación de la dispersión cromática residual en sistemas Nyquist y en sistemas más rápidos que Nyquist.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método para la estimación de la dispersión cromática residual en sistemas no Nyquist y en sistemas no más rápidos que Nyquist.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con receptores ópticos coherentes que utilizan un procesamiento de señales digitales mejorado que incluye compensación de la dispersión cromática.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método que permite una estimación precisa de la CD con independencia del formato de modulación.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método que estima la CD residual sin sincronización del reloj.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método de estimación que es insensible a pérdidas de calidad de la transmisión del canal, como variaciones de la PMD y/o SOP.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método que utiliza recursos de recuperación del reloj y que se puede aplicar con muy baja complejidad.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método para la estimación de la dispersión cromática en sistemas extremadamente limitados en banda, incluso en sistemas con anchos de banda menores que la velocidad de transmisión.

En una forma de implementación, la invención está relacionada con un método de estimación de la CD rápido de la dispersión cromática que se utiliza en ASIC CMOS a una alta velocidad de procesamiento y que explota recursos de recuperación del reloj.

REIVINDICACIONES

1. Un equipo (100) para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida, comprendiendo dicho equipo (100):

5 unos medios (101) de retardo para retardar la señal óptica recibida un tiempo de retardo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal retardada con respecto a la señal óptica recibida;

unos medios (103) de detección de fase para determinar un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, y para determinar un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada; y

10 un procesador (105) para determinar un indicador de dispersión cromática a partir del primer valor y el segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática

en donde la señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación, y en donde los medios (101) de retardo están configurados para retardar la señal óptica recibida una fracción, en particular 1/4, del tiempo de un símbolo de comunicación;

15 en donde los medios (103) de detección de fase están configurados para recuperar la fase de una muestra de la señal óptica recibida o de la señal retardada con el fin de determinar el primer valor o el segundo valor;

en donde los medios (103) de detección de fase están configurados para determinar el primer valor o el segundo valor de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = \text{real} \left(x(n)^* (x(n+1) - x(n-1)) \right)$$

20 en donde x representa la señal óptica recibida o la señal retardada en el dominio del tiempo, n representa un índice de muestreo, (*) representa el conjugado de un complejo, real(.) representa la parte real de un número complejo, e y representa el primer valor o el segundo valor.

en donde el procesador (105) está configurado para determinar el indicador de dispersión cromática de acuerdo con la siguiente ecuación:

25
$$W = W_1^2 + W_2^2$$

en donde W_1 representa el primer valor, W_2 representa el segundo valor, y W representa el indicador de dispersión cromática.

30 2. Un equipo (100) de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los medios (103) de detección de fase comprenden un primer detector de fase configurado para determinar un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida, y un segundo detector de fase configurado para determinar un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada.

3. Un equipo (100) de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación, y en donde los símbolos de comunicación se sobre muestrean utilizando un factor de sobre muestreo predeterminado.

35 4. Un equipo (100) de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación, y en donde los medios (101) de retardo comprenden una unidad de retardo configurada para retardar la señal óptica recibida la mitad del tiempo de un símbolo de comunicación con el fin de obtener una señal auxiliar, y un sumador configurado para sumar la señal auxiliar a la señal óptica recibida con el fin de obtener la señal retardada, retardándose la señal retardada 1/4 del tiempo del símbolo de comunicación.

40

5. Un equipo (100) de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que los medios (103) de detección de fase están configurados para ensanchar el espectro de la señal óptica recibida o la señal retardada.

45 6. Un equipo (100) de acuerdo con la reivindicación 5, en el que los medios (103) de detección de fase están configurados para ensanchar el espectro de la señal óptica recibida o la señal retardada de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = x(n)x^*(n-1)$$

en donde x representa la señal óptica recibida o la señal retardada en el dominio del tiempo, n representa un índice de muestreo, (*) representa el conjugado de un complejo, e y representa la señal con el espectro ensanchado.

5 7. Un equipo (100) de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que el procesador (105) está configurado para aplicar al primer valor o al segundo valor un factor de ponderación predeterminado.

8. Un equipo (100) de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el procesador (105) está configurado para aplicar al primer valor o al segundo valor un factor de ponderación g predeterminado dado por:

$$g = \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\pi}{2 + \pi}}$$

10 9. Un equipo (100) de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que el procesador (105) comprende un filtro paso bajo, y en el que el procesador (105) está configurado para enviarle el primer valor o el segundo valor al filtro paso bajo.

15 10. Un equipo (100) de acuerdo con la reivindicación 9, en el que procesador (105) comprende un filtro paso bajo, y en el que el procesador (105) está configurado para enviarle el primer valor o el segundo valor al filtro paso bajo, y en el que el filtro paso bajo es un integrador o un integrador ponderado.

11. Un método (200) para caracterizar la dispersión cromática de una señal óptica recibida, comprendiendo dicho método (200):

retardar (201) la señal óptica recibida un tiempo de retardo predeterminado con el fin de obtener una señal retardada, retardándose dicha señal retardada con respecto a la señal óptica recibida;

20 determinar (203) un primer valor que indica el retardo de fase de la señal óptica recibida;

determinar (205) un segundo valor que indica el retardo de fase de la señal retardada; y

determinar (207) un indicador de dispersión cromática a partir del primer valor y el segundo valor, caracterizando dicho indicador de dispersión cromática la dispersión cromática

25 en donde la señal óptica recibida comprende símbolos de comunicación, y en donde la señal óptica recibida se retarda una fracción, en particular 1/4, del tiempo de un símbolo de comunicación;

en donde se recupera la fase de una muestra de la señal óptica recibida o de la señal retardada con el fin de determinar el primer valor o el segundo valor;

en donde el primer valor o el segundo valor se determinan de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = \text{real} \left(x(n)^* (x(n+1) - x(n-1)) \right)$$

30 en donde x representa la señal óptica recibida o la señal retardada en el dominio del tiempo, n representa un índice de muestreo, (*) representa el conjugado de un complejo, real(.) representa la parte real de un número complejo, e y representa el primer valor o el segundo valor;

en donde el indicador de dispersión cromática se determina de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$W = W_1^2 + W_2^2$$

35 en donde W_1 representa el primer valor, W_2 representa el segundo valor, y W representa el indicador de dispersión cromática.

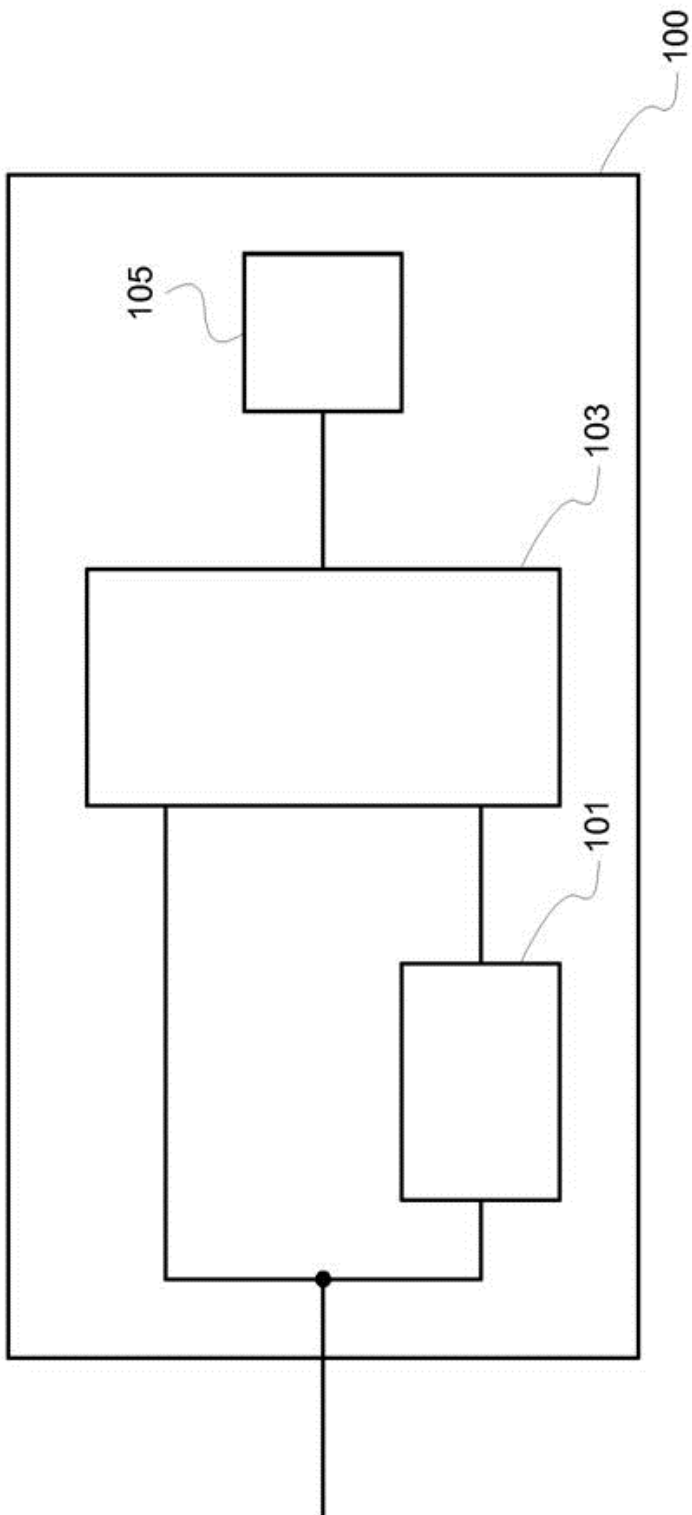


Fig. 1

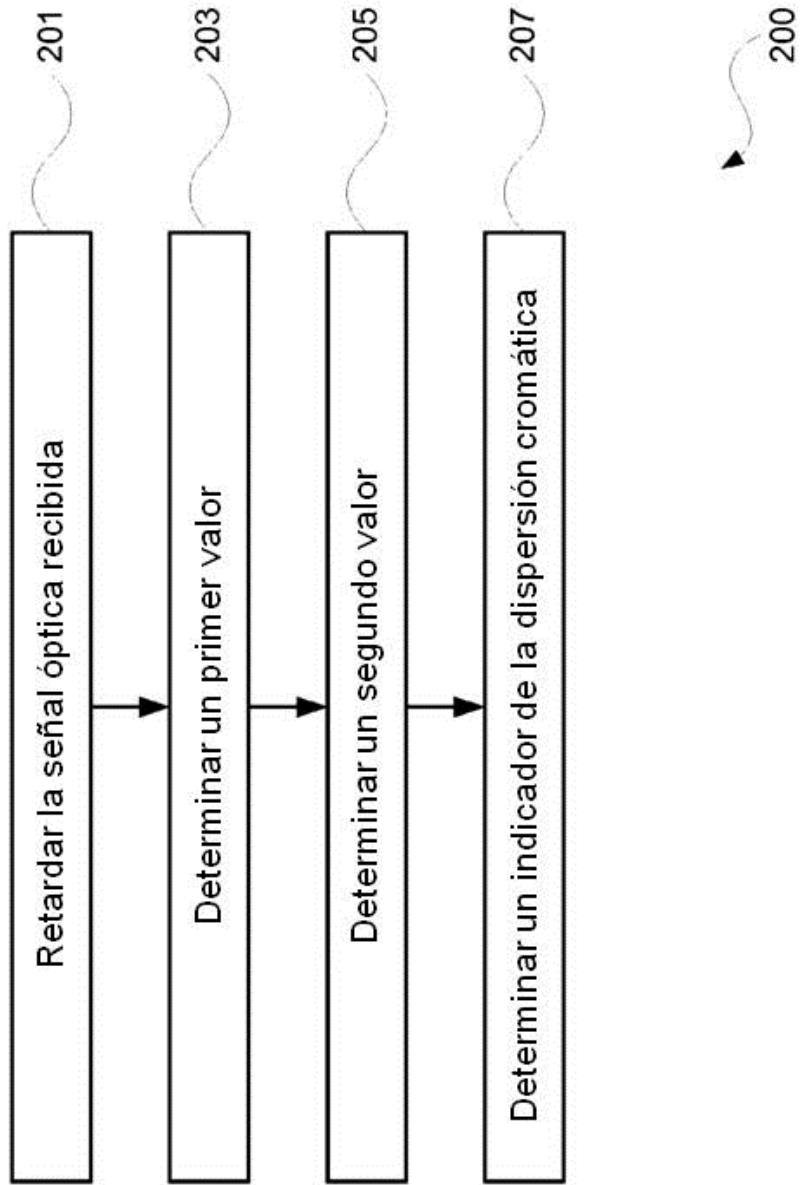


Fig. 2

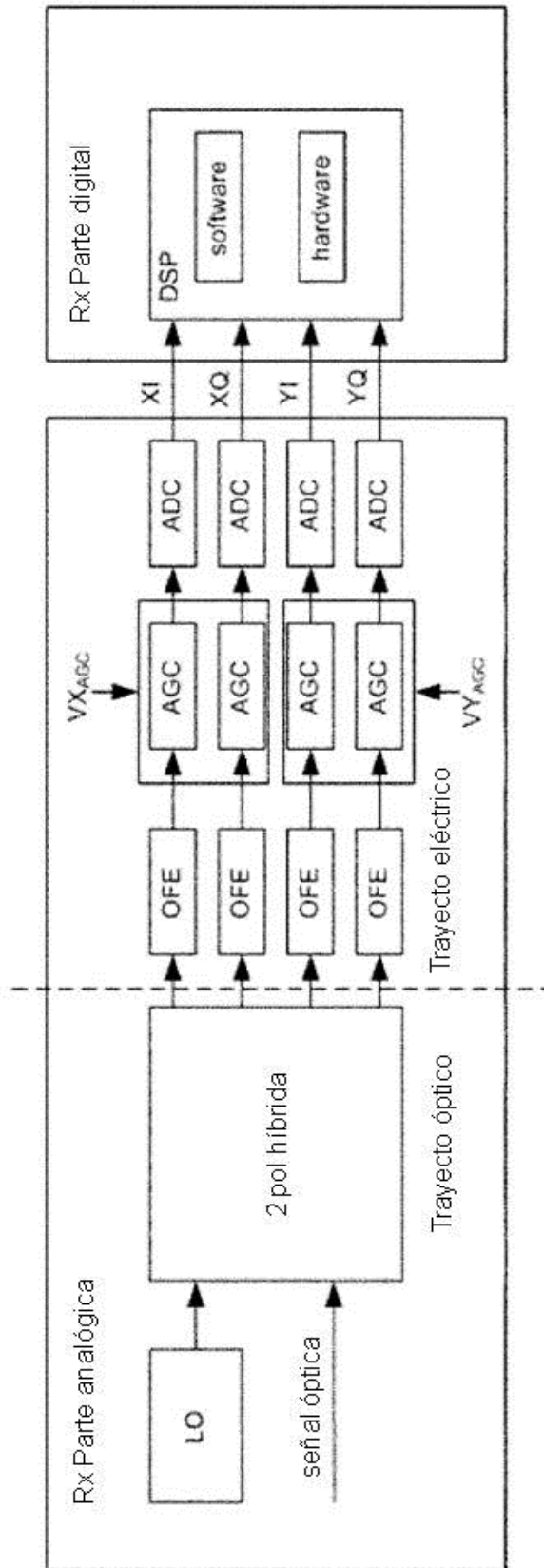


Fig. 3

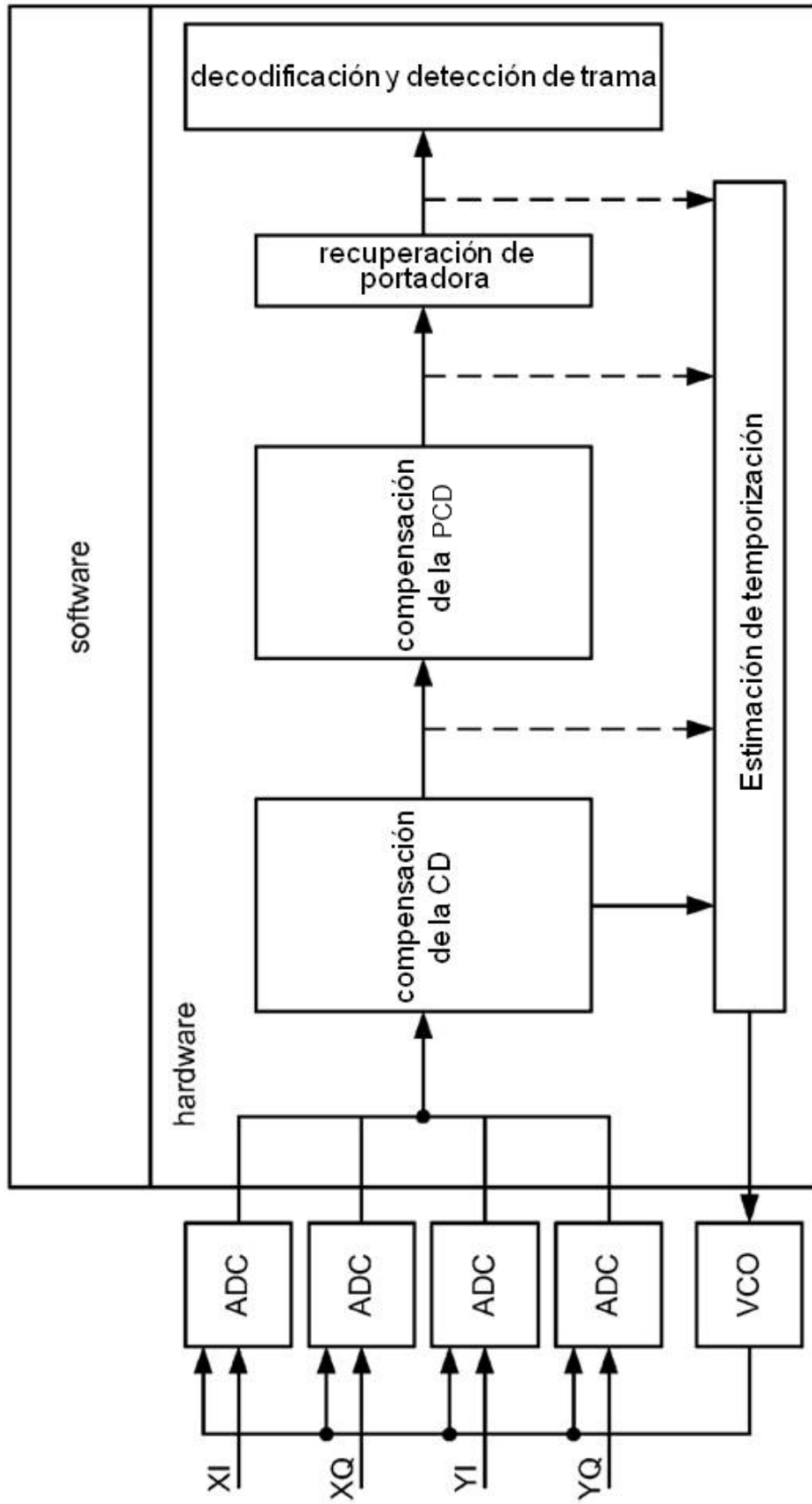


Fig. 4

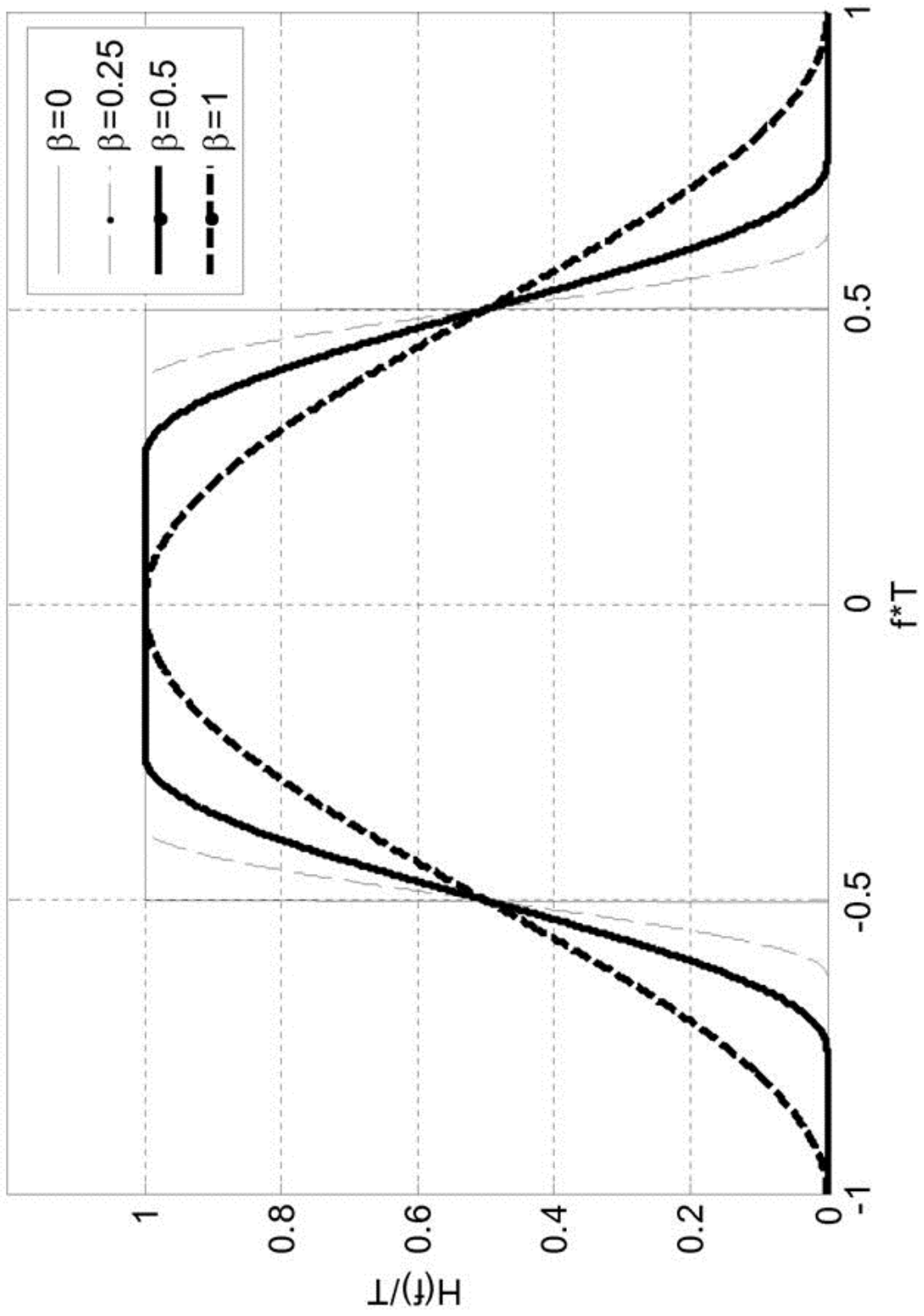


Fig. 5

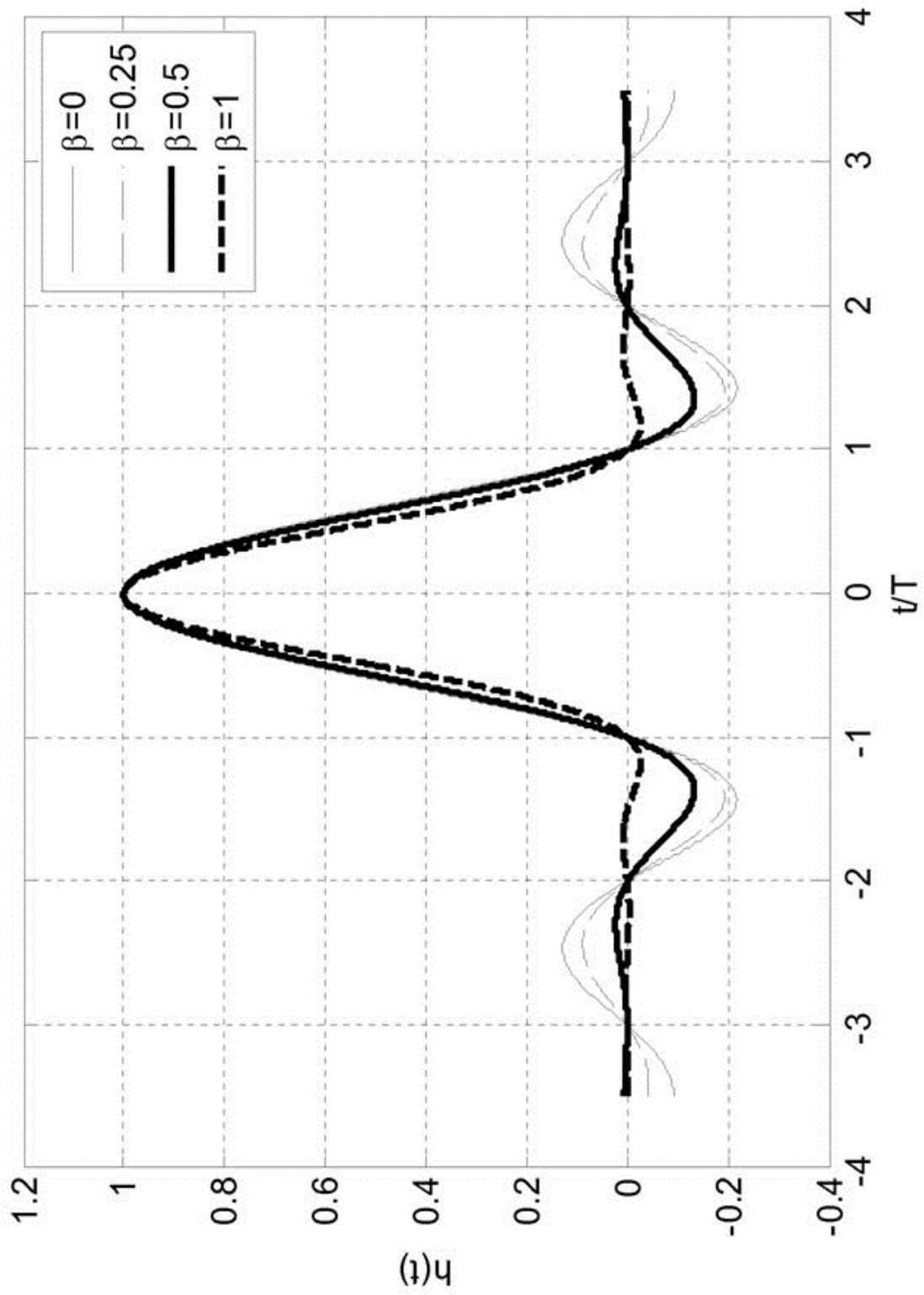


Fig. 6

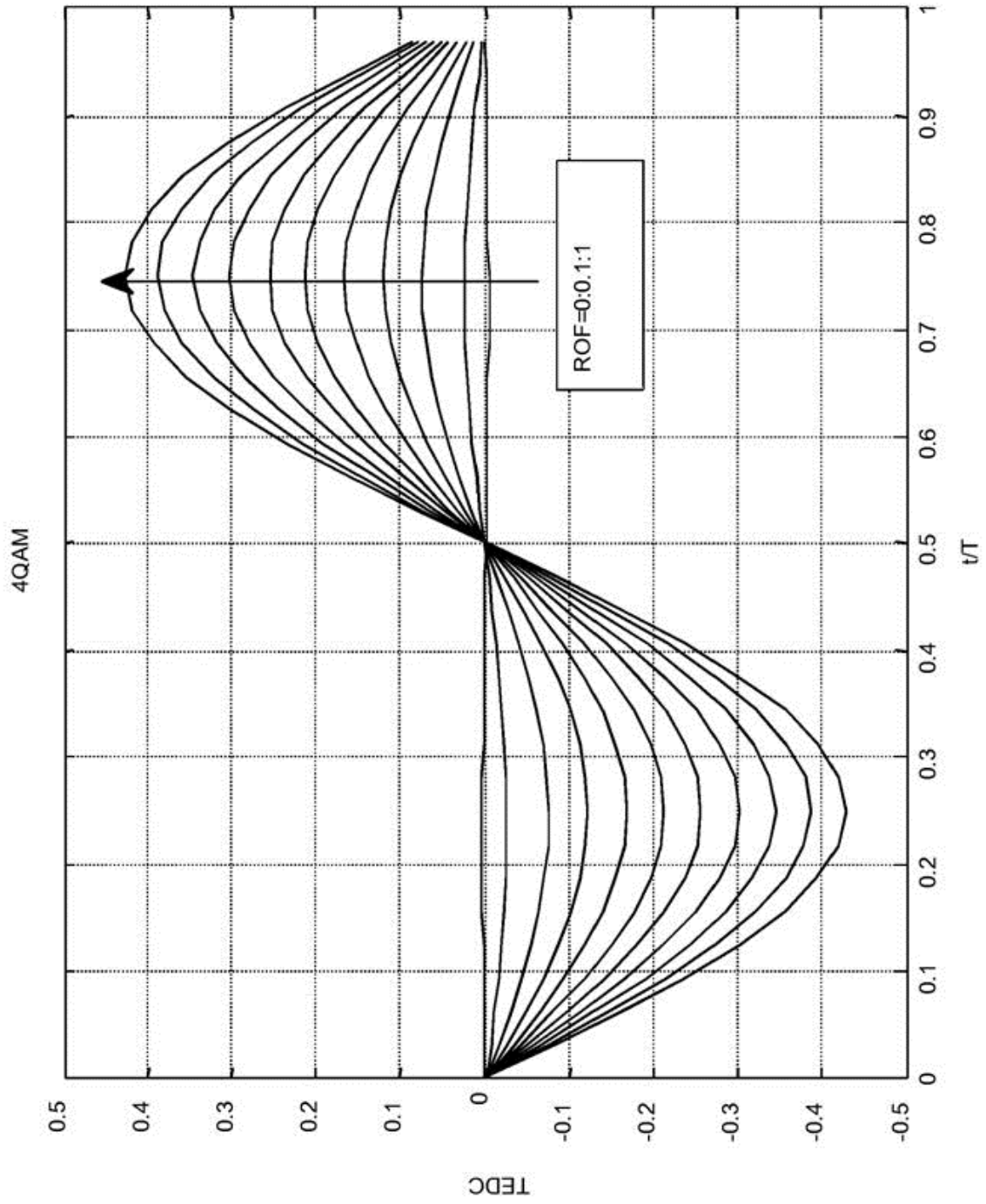
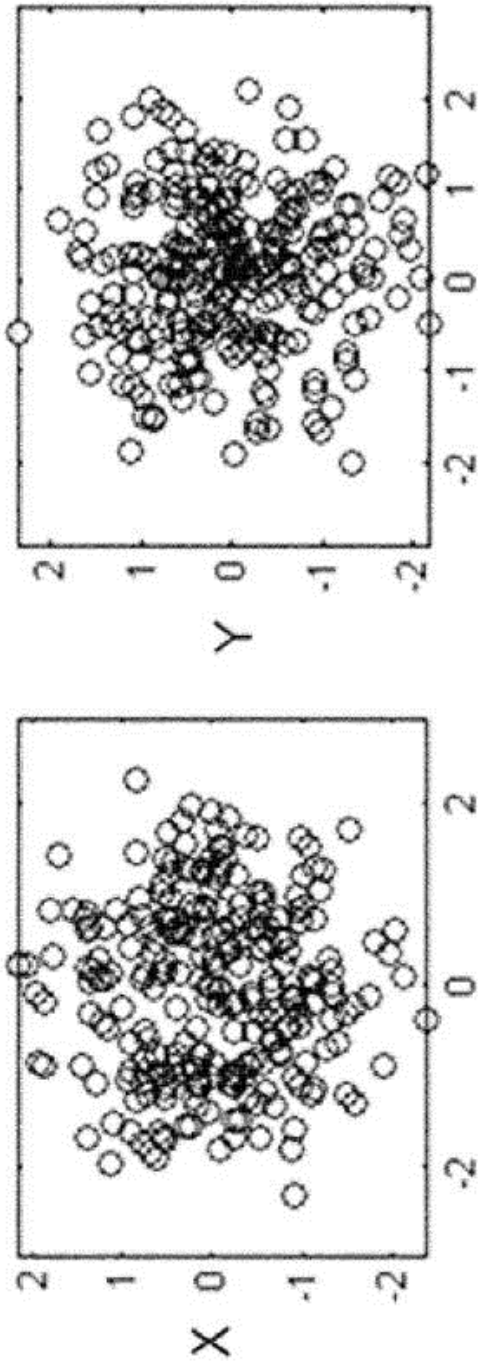


Fig. 7

Antes de los filtros FIR



Después de los filtros FIR

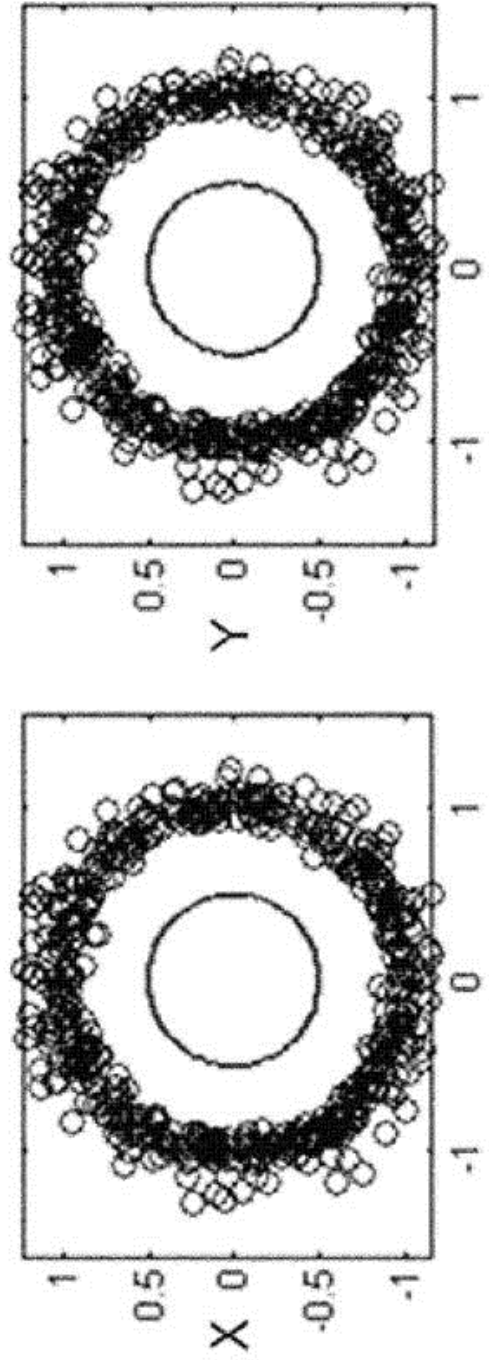


Fig. 8

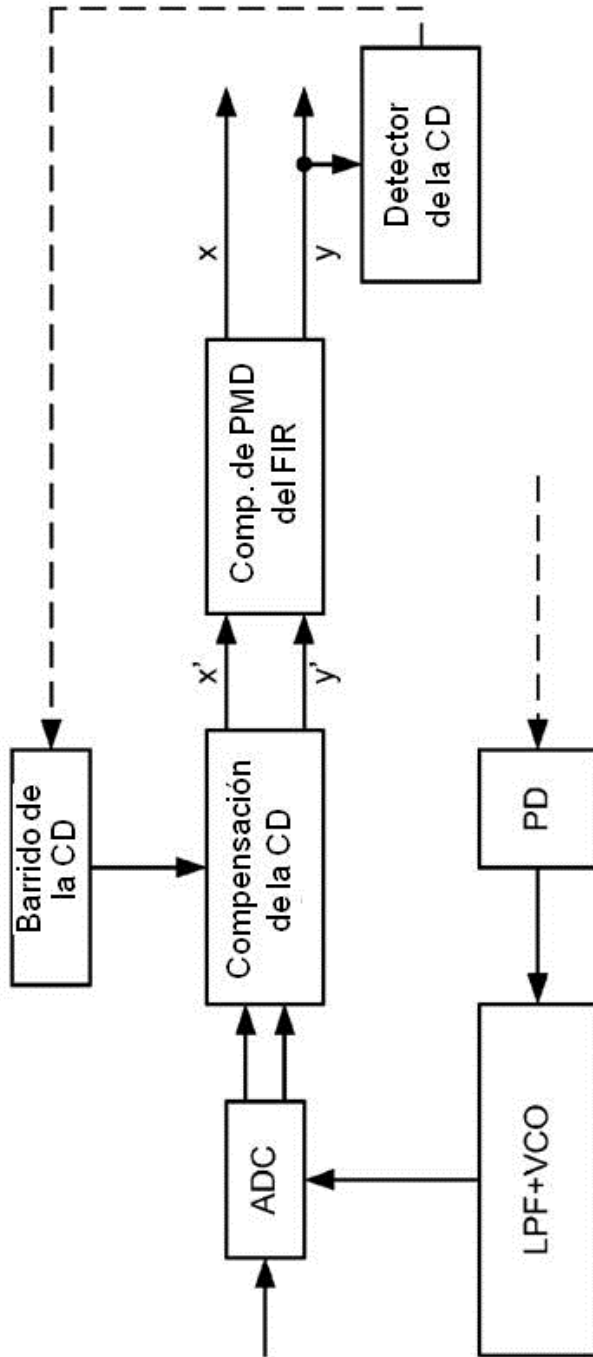


Fig. 9

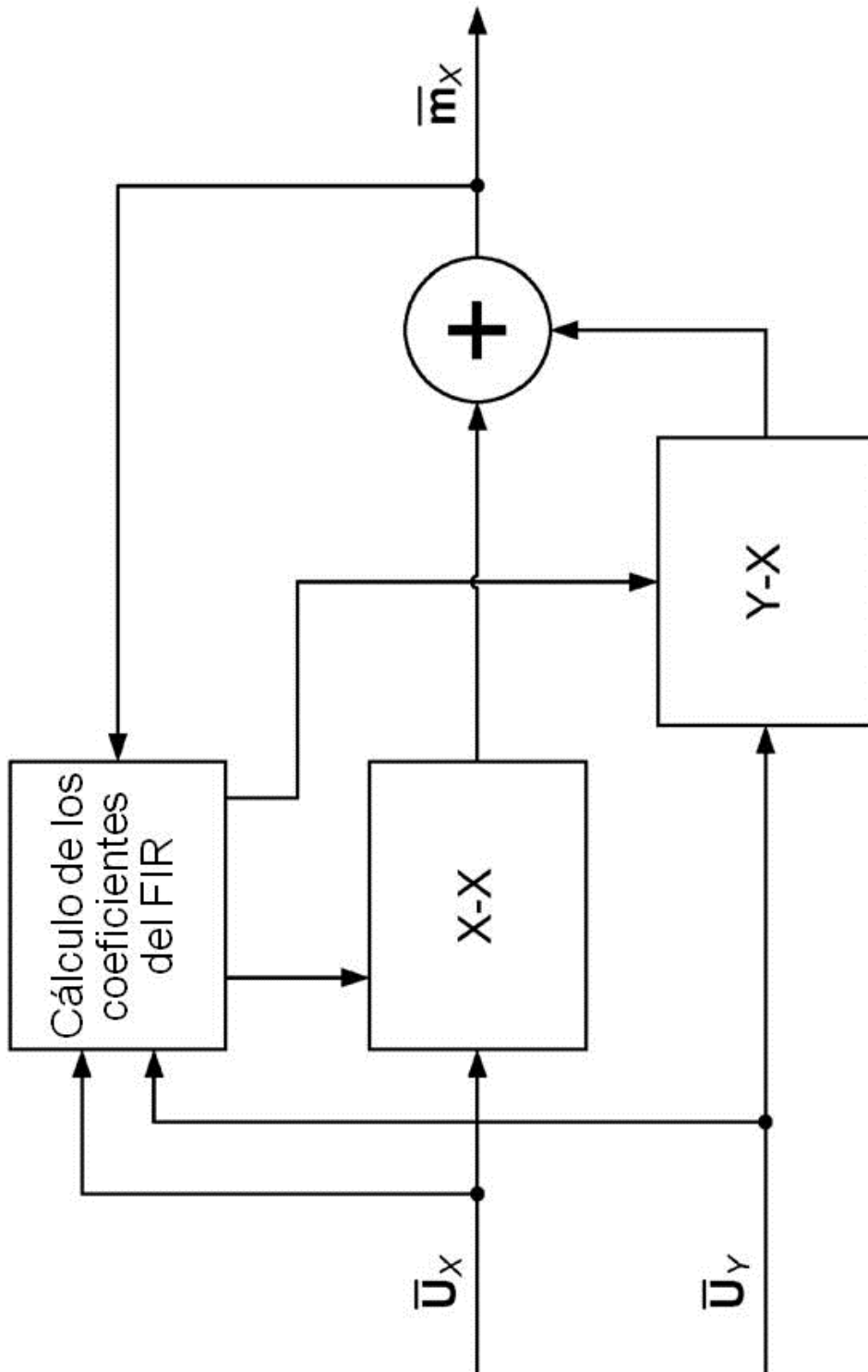


Fig. 10

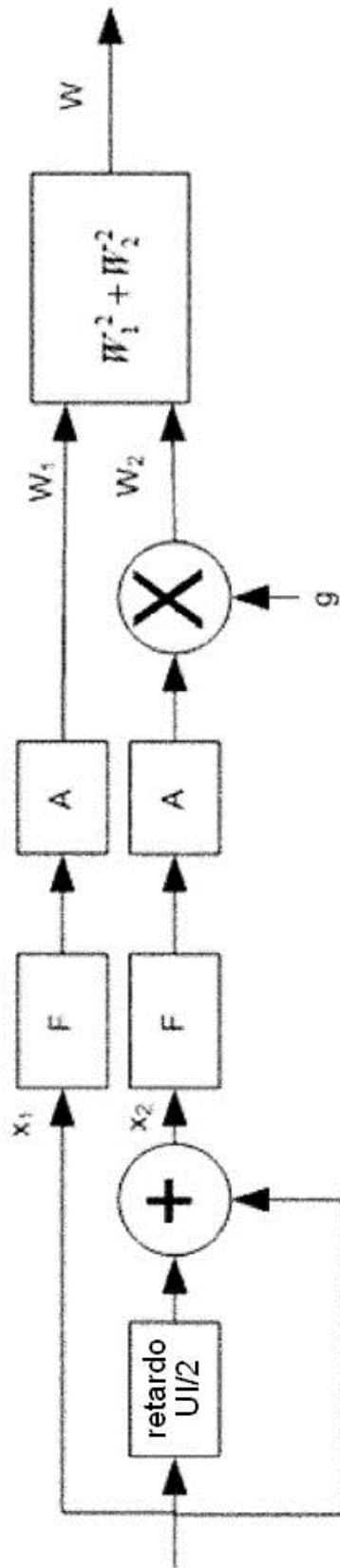


Fig. 11

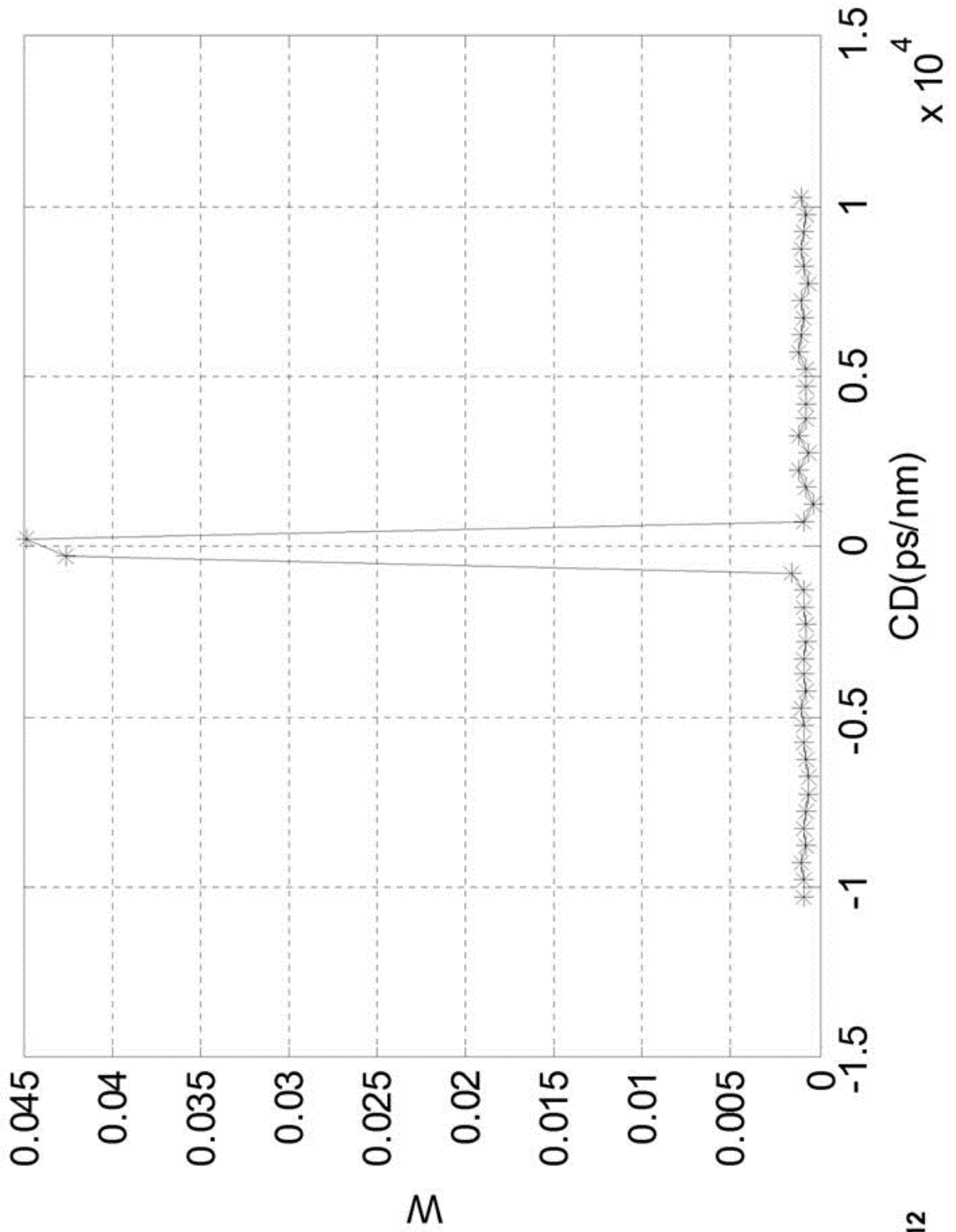


Fig. 12

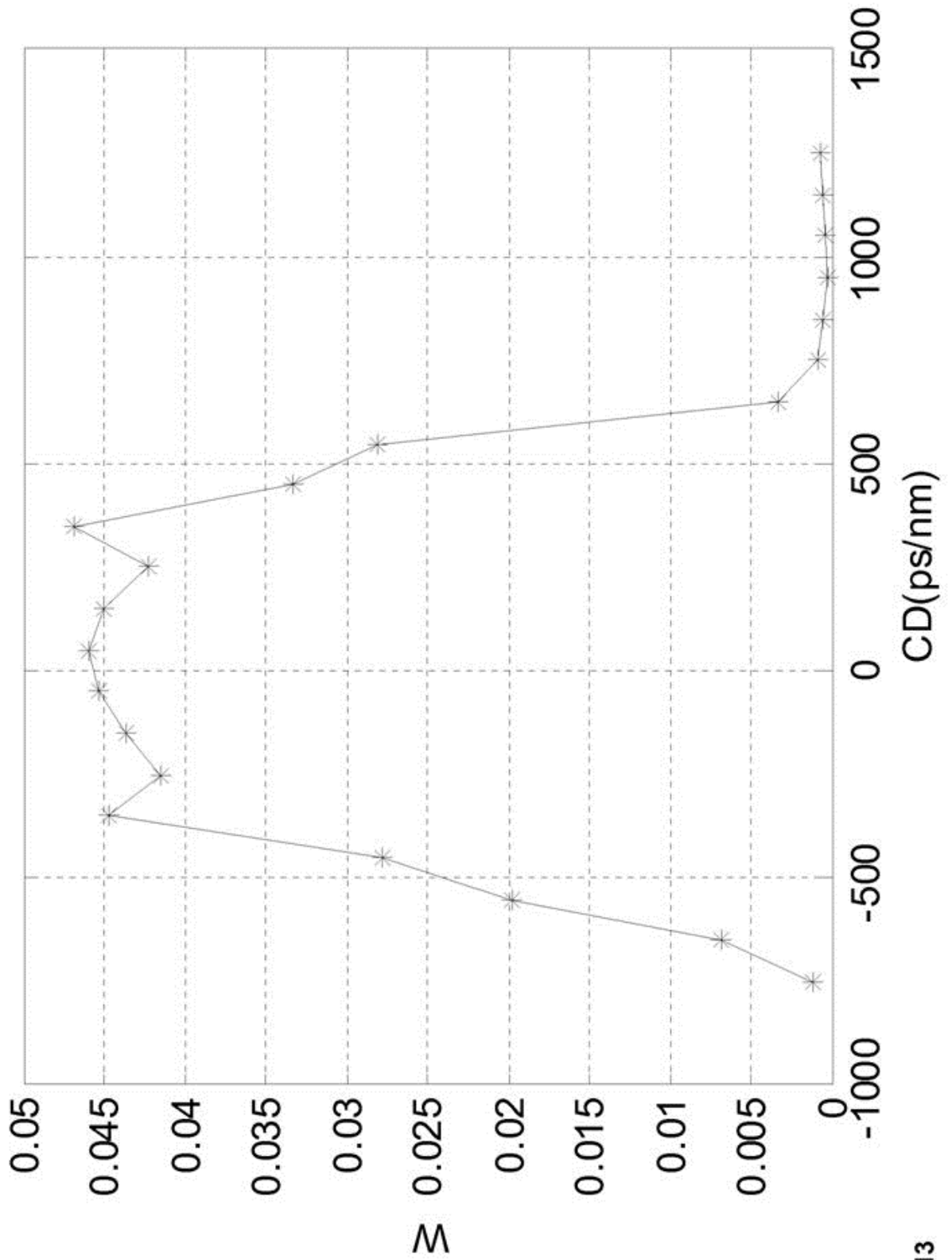


Fig. 13

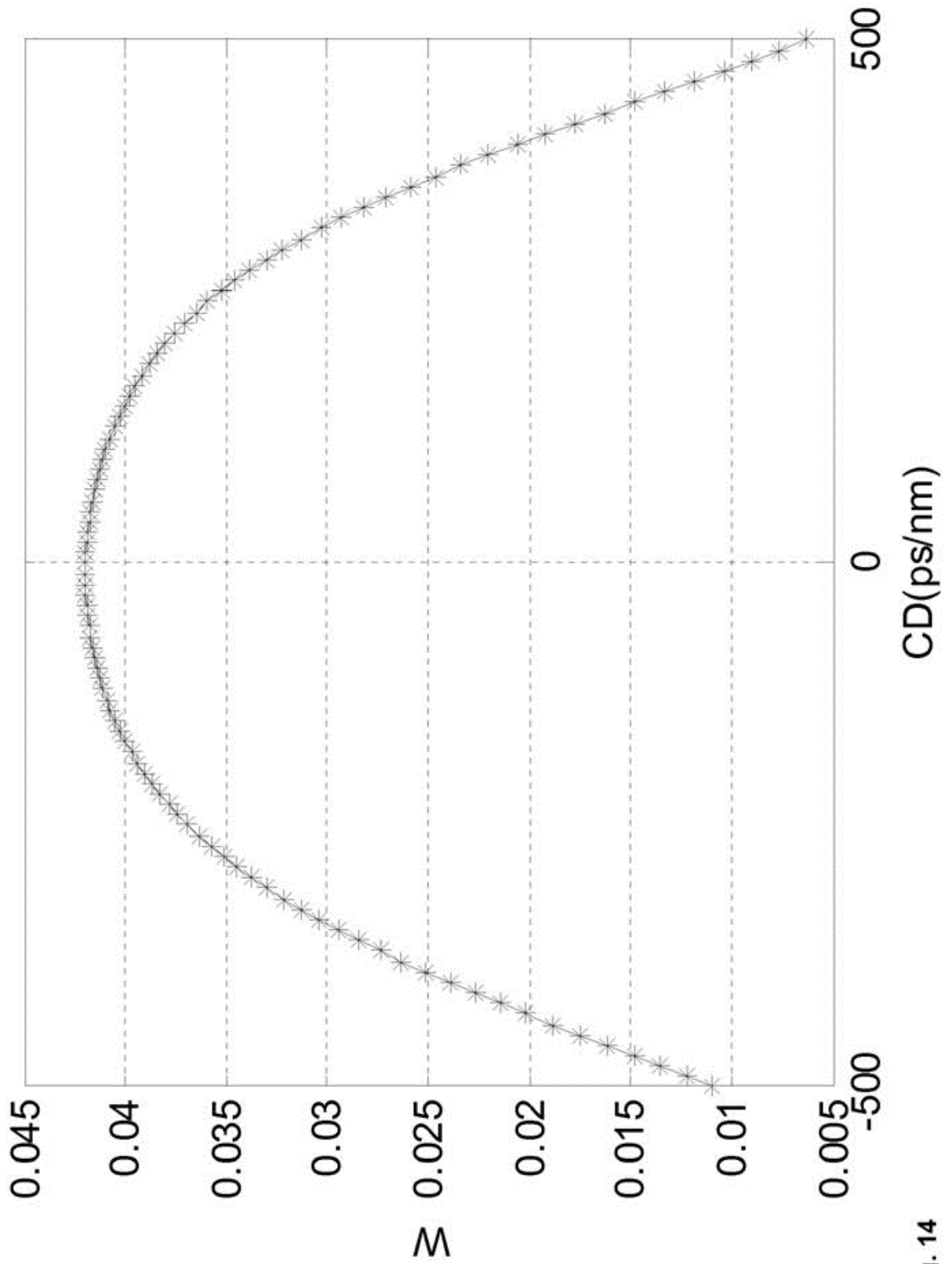


Fig. 14

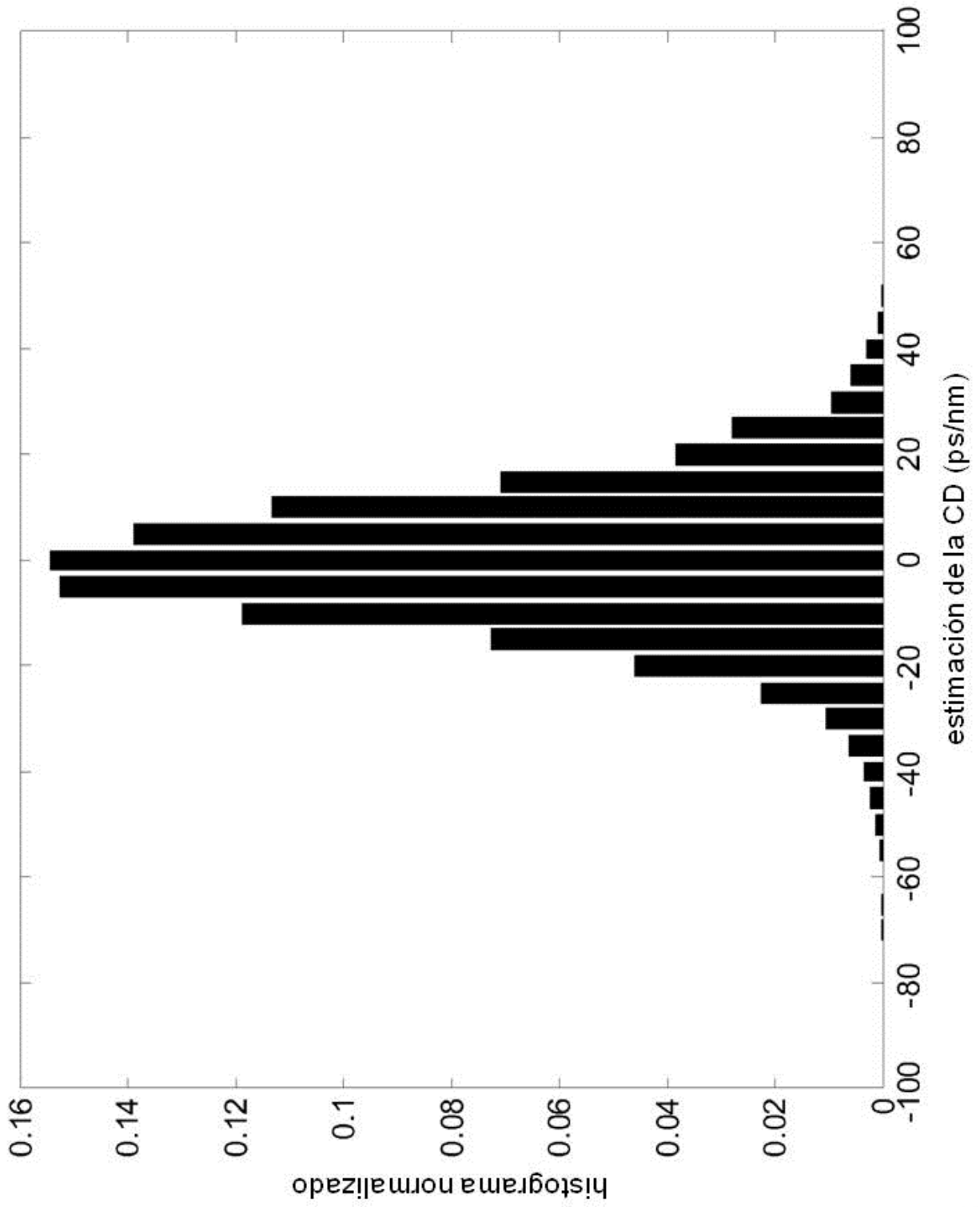


Fig. 15

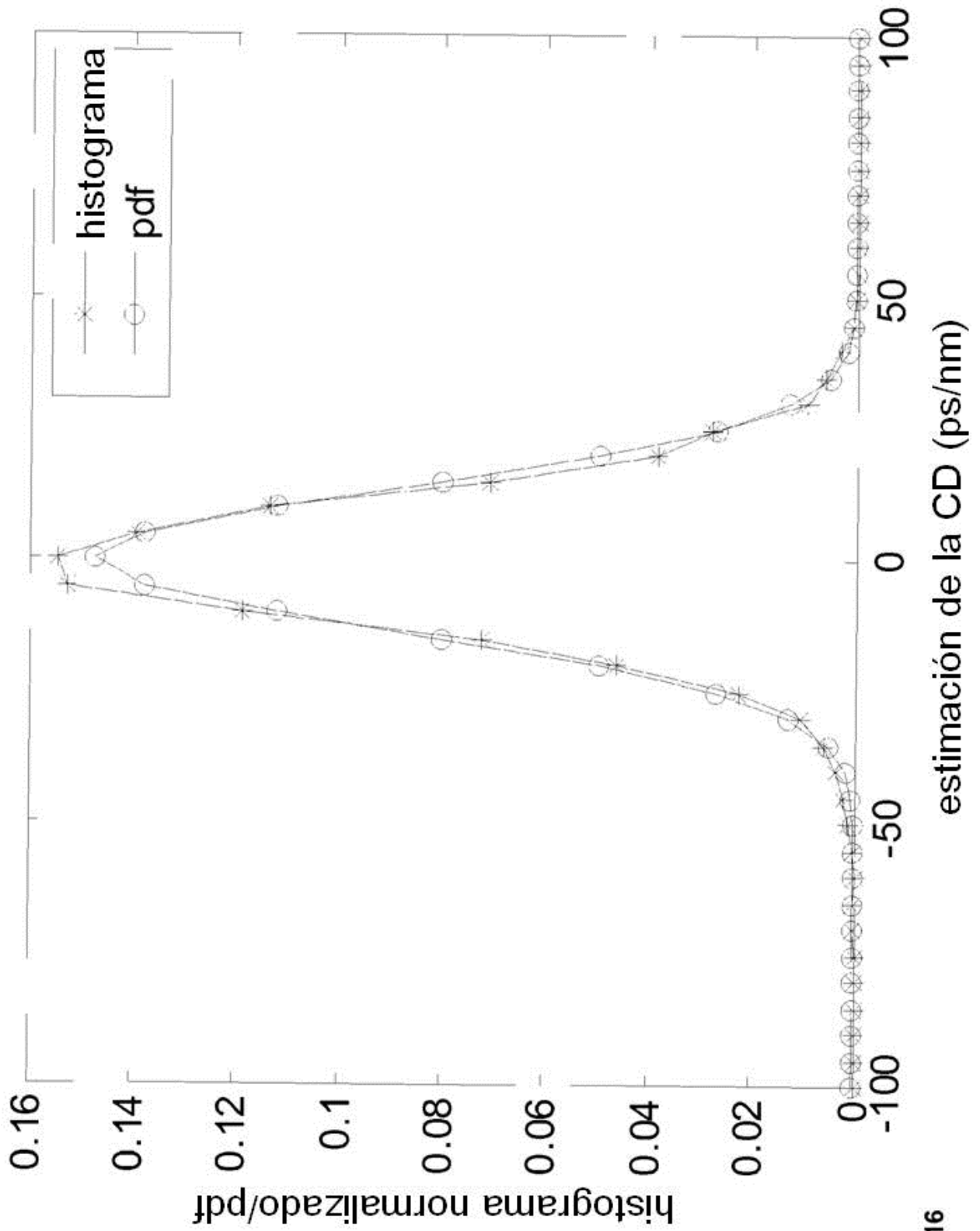


Fig. 16

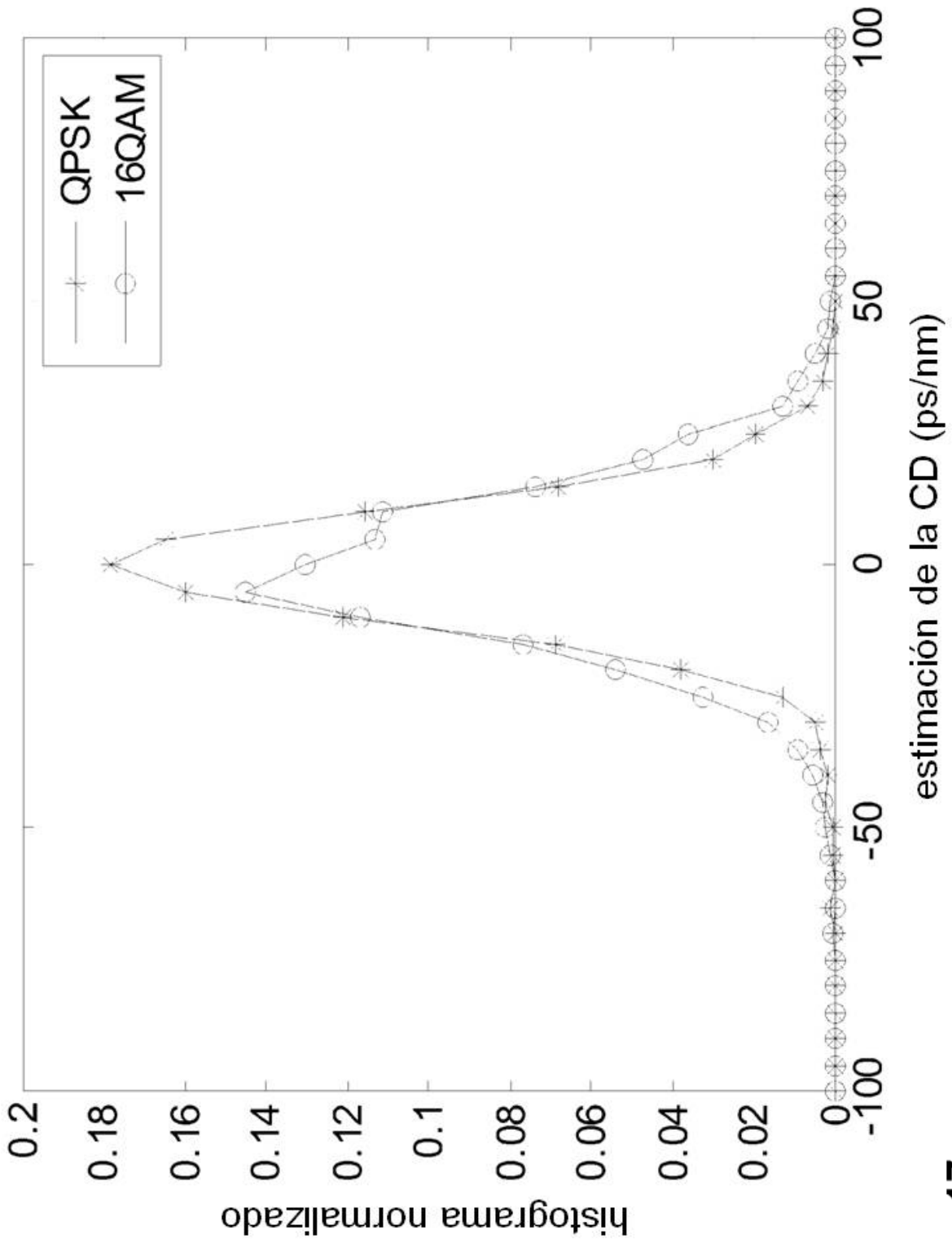


Fig. 17

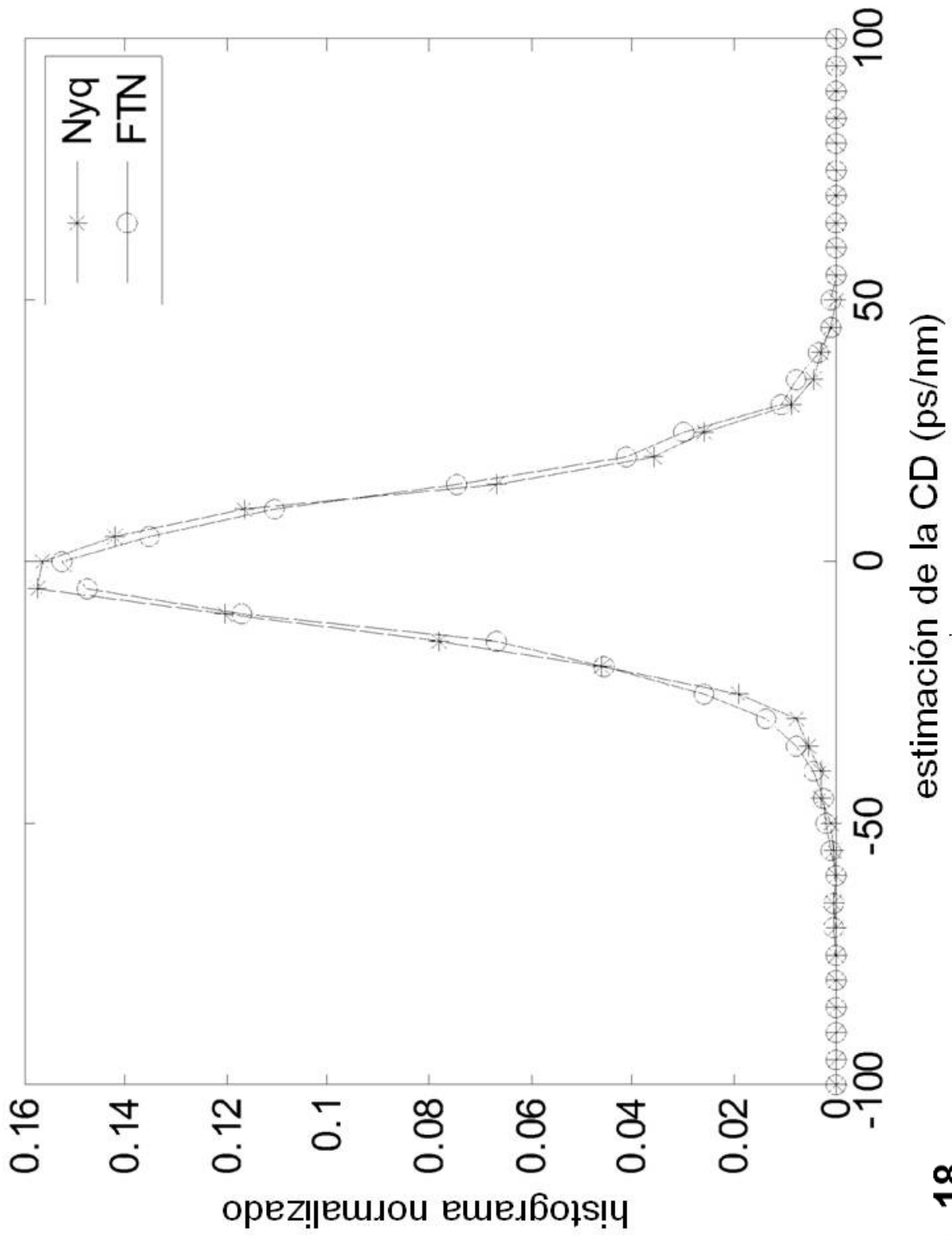


Fig. 18

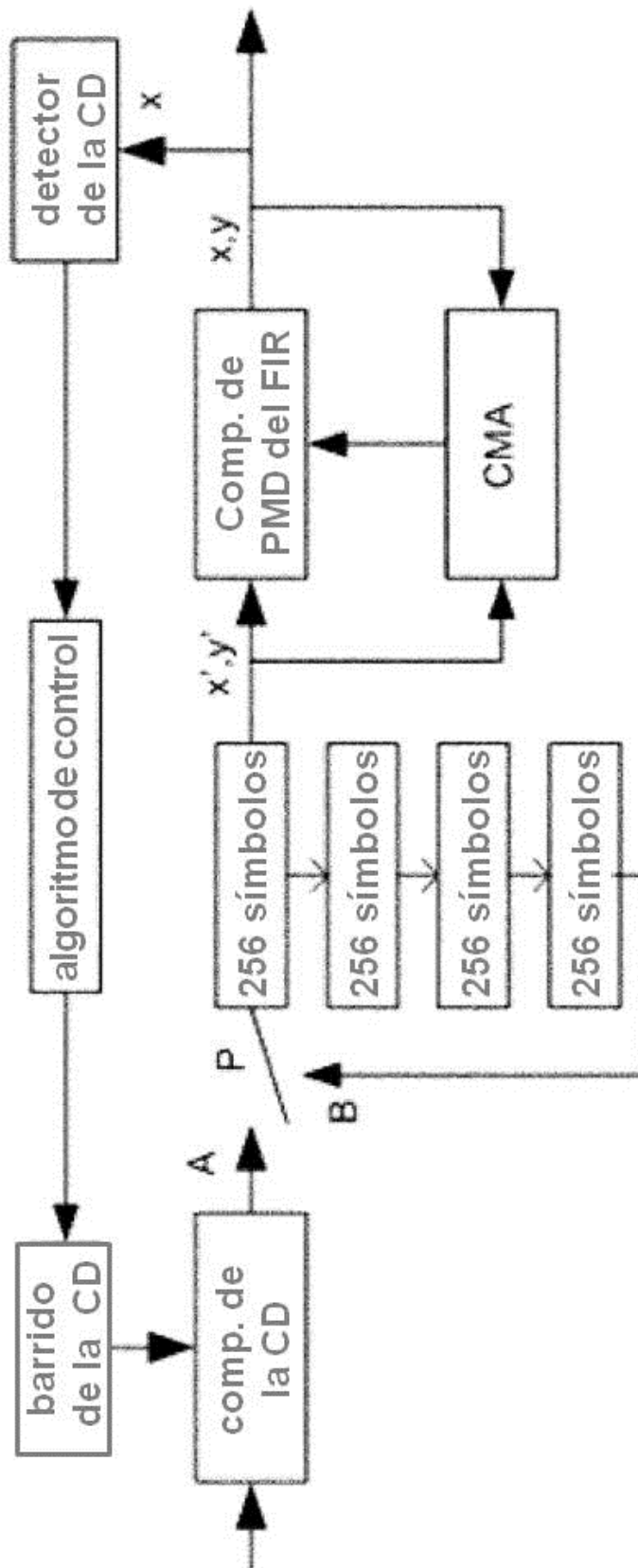


Fig. 19

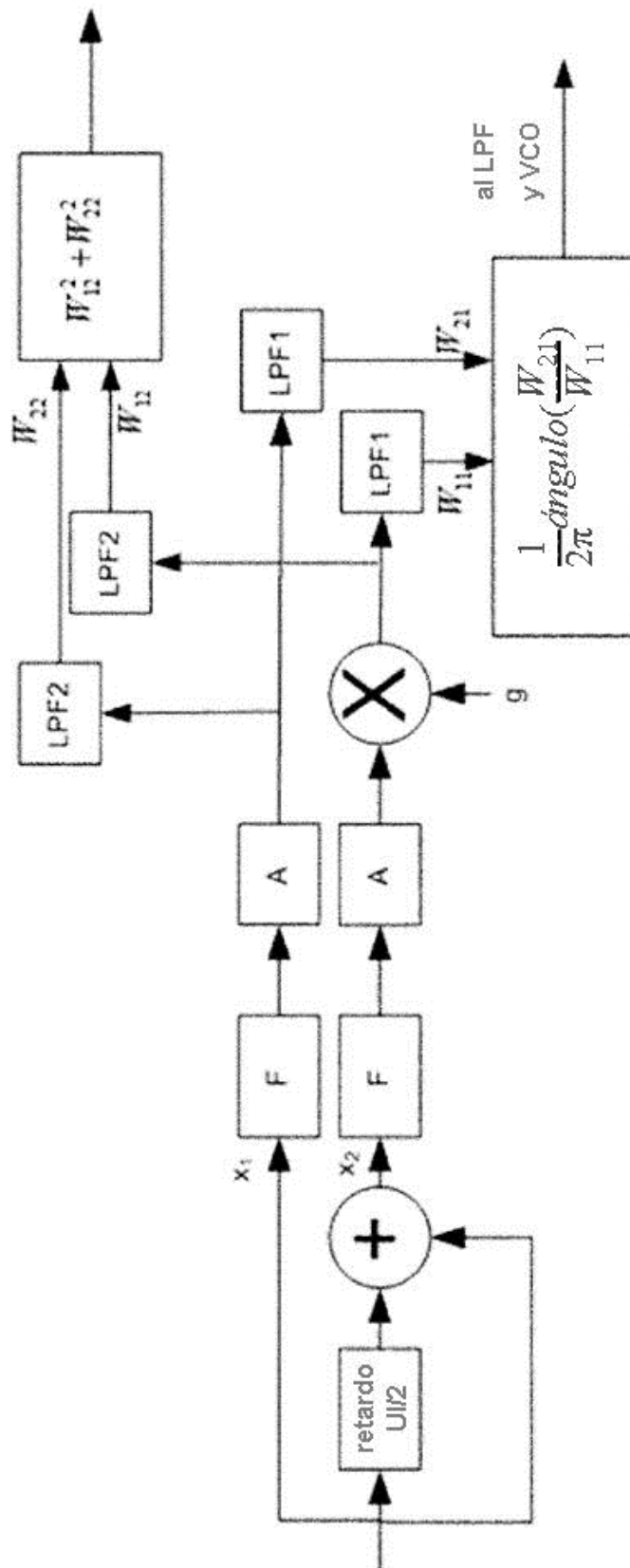


Fig. 20

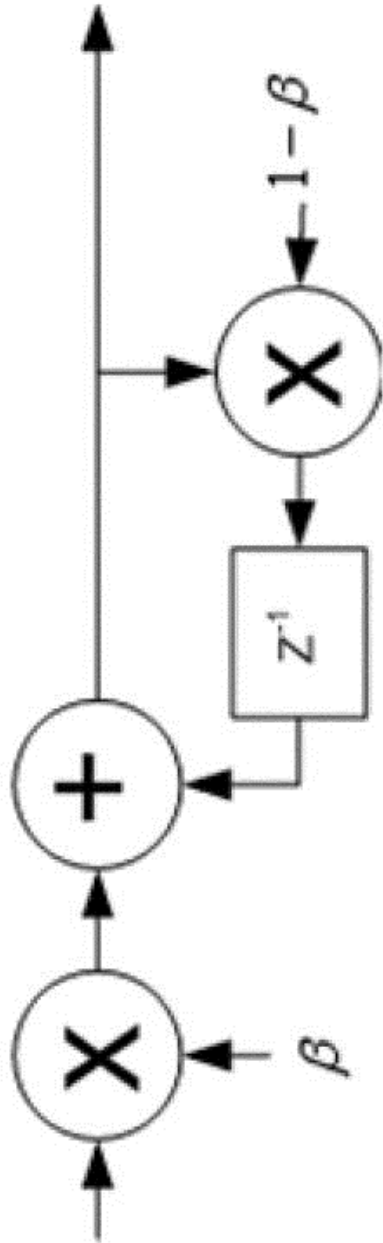


Fig. 21

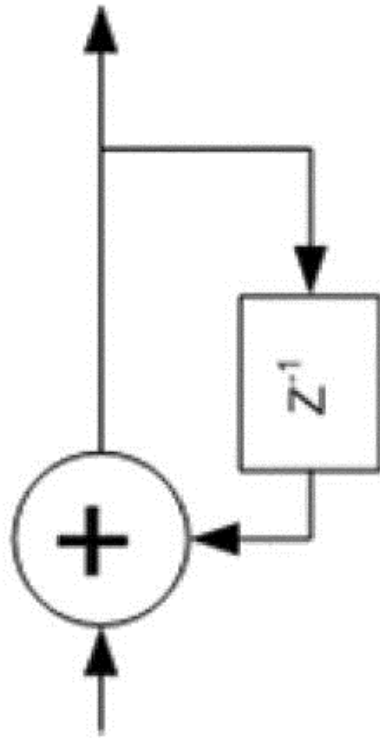


Fig. 22