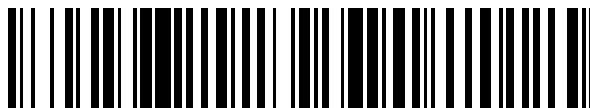


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 461 541**

21 Número de solicitud: 201200473

51 Int. Cl.:

G01B 9/02 (2006.01)

G01B 11/00 (2006.01)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A2

22 Fecha de presentación:

03.05.2012

43 Fecha de publicación de la solicitud:

20.05.2014

71 Solicitantes:

UNIVERSIDAD DE SEVILLA (100.0%)
Otri. Pabellón de Brasil, Paseo de las Delicias s/n
41012 Sevilla ES

72 Inventor/es:

CARBALLAR RINCÓN, Alejandro y
ROMERO CORTES, Luis

54 Título: **Aparato y método de medida OFDR mediante detección balanceada y técnica de reducción de ruido**

57 Resumen:

El objeto de la presente invención es un aparato de medida y un método de medida que emplea la técnica OFDR para la caracterización completa de dispositivos ópticos pasivos trabajando en régimen lineal. Las modificaciones desarrolladas mejoran las prestaciones de aparato y método de medida convencional en cuanto a las limitaciones que los componentes del instrumento introducen en la longitud máxima del dispositivo a caracterizar, su rango dinámico de operación y el efecto del ruido en la medida. La invención se encuadra dentro del sector de Instrumentación, Test y Medida específica para las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, estando orientada principalmente a la caracterización de componentes en los sistemas de comunicaciones ópticas y redes de comunicaciones de siguiente generación.

ES 2 461 541 A2

APARATO Y MÉTODO DE MEDIDA OFDR MEDIANTE DETECCIÓN BALANCEADA Y
TÉCNICA DE REDUCCIÓN DE RUIDO

DESCRIPCIÓN

Objeto de la invención

La presente invención se encuadra en el sector de la electrónica y de la teoría de la señal y las comunicaciones. Su objeto se centra en los aparatos y métodos de medida OFDR (*Optical Frequency-Domain Reflectometry*) empleados para realizar la caracterización completa de componentes y dispositivos ópticos pasivos trabajando en régimen lineal. Es objeto de la invención un método y un aparato que posibiliten la implementación física de analizadores vectoriales de redes ópticas, OVA (*Optical Vector Analyzer*) tanto en tecnología de fibra óptica, como en espacio libre. En ambos casos el resultado es la medida de la respuesta impulsiva o caracterización temporal del dispositivo bajo pruebas, así como de su función de transferencia o caracterización espectral, en módulo y fase, dando lugar a la caracterización completa del mismo.

Antecedentes de la invención

La evolución de los sistemas de comunicaciones hacia las redes de nueva generación, NGN (*New Generation Networks*) discurre principalmente por dos vertientes bien diferenciadas: (i) el usuario demanda de la red la mayor movilidad posible, y (ii) los nuevos servicios requieren el almacenamiento, transmisión, tratamiento y procesamiento de grandes volúmenes de información a altas velocidades.

En lo referente a la segunda vertiente, los sistemas de comunicaciones ópticas constituyen la alternativa óptima, gracias al gran ancho de banda que ofrece la fibra óptica. Este hecho requiere la necesidad de creación e incorporación a la red óptica de nuevos componentes y dispositivos fotónicos, capaces de realizar cada vez más tareas de procesamiento de señal en el dominio óptico, extendiendo así el concepto de transparencia óptica, la cual hace posible la realización de las labores de conmutación y encaminamiento de la señal de información en el dominio óptico sin la necesidad de realizar un paso al dominio electrónico, el cual supone un cuello de botella para los actuales sistemas de comunicaciones ópticas.

La eficiencia de las NGN ópticas está firmemente ligada al correcto funcionamiento de estos componentes y/o dispositivos ópticos y fotónicos. Es imprescindible, por tanto, contar con técnicas de test y medida que permitan obtener la caracterización completa de éstos. Todo dispositivo óptico pasivo que trabaje en régimen lineal queda completamente caracterizado en el dominio del tiempo por su respuesta impulsiva, y en el dominio de la frecuencia por su función de transferencia compleja, compuesta de respuesta de magnitud y fase.

La metrología óptica aporta técnicas de medida que permiten realizar dicha caracterización, siendo la técnica OFDR la más usual y eficiente a la hora de obtener la caracterización completa de un componente o dispositivo óptico trabajando en régimen lineal, combinando un aparato de medida de interferometría espectral con un método de medida basado en el análisis de Fourier [1]. Su principio de funcionamiento se basa en la medida de la señal óptica resultante de inyectar la salida de una fuente de luz láser sintonizable, TLS (*Tunable Laser Source*) en un montaje interferométrico para conseguir la mezcla entre dos señales ópticas, una primera de referencia y una segunda, que es la señal afectada por las características del dispositivo a medir, DUT (*Device Under Test*) denominada señal de prueba. La medida del DUT en el ancho de banda de interés se realiza mediante un barrido en el rango espectral de sintonía del TLS. La potencia óptica de la señal resultante de la interferencia es medida por medio de un fotodetector. De este resultado es posible extraer la

respuesta impulsiva y la función de transferencia del DUT mediante un procesamiento de señal basado en análisis de Fourier.

La gran ventaja de esta técnica es que consigue la caracterización completa del DUT únicamente a partir de medidas de potencia, ya que las medidas de fase óptica son complejas, lentas y costosas. La técnica OFDR propuesta en [1] fue posteriormente mejorada, como se muestra en US6376830, US7042573 ó [2] para desarrollar el producto conocido como analizador óptico vectorial (OVA) y que se ha comercializado por medio de la empresa Luna Technologies (<http://www.lunatechnologies.com>). De la misma forma, las grandes empresas del sector de instrumentación, test y medida han desarrollado otras técnicas basadas en OFDR, como por ejemplo se muestra en los documentos US7268342 o US6788396. Otras realizaciones basadas en técnicas similares para la caracterización de sistemas ópticos en tiempo real se describen en [3].

El aparato y técnica de medida OFDR, aun considerando su eficiencia y rendimiento, presenta dos limitaciones o debilidades principales: (a) su sensibilidad al ruido óptico y electrónico, que obliga a la adquisición de múltiples medidas del mismo DUT para realizar una reducción del ruido mediante promediado de las mismas; y (b) la limitación en la longitud máxima del DUT que es capaz de medir. Con estas consideraciones, es un objetivo de la presente invención proponer dos mejoras a la técnica OFDR que superen las limitaciones descritas sin afectar a su correcto funcionamiento.

Referencias

[1] U. Glombitza, and E. Brinkmeyer "Coherent Frequency-Domain Reflectometry for Characterization of Single-mode Integrated-optical Waveguides" *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 11 N° 8, pp. 1377 – 1384, August 1993.

[2] Brian J. Soller, Dawn K. Gifford, Matthew S. Wolfe, and Mark E. Froggatt. "High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies" *Optics Express*, Vol. 13 N° 2, pp. 666 – 674, January 2005.

[3] Y. Park, A. Malacarne and J. Azaña "Real-time ultrawide-band group delay profile monitoring through low-noise incoherent temporal interferometry" *Optics Express*, Vol. 19, No. 5, pp. 3937 – 3944, February 2011.

Descripción de la invención

La presente invención propone una mejora del aparato y del método de medida OFDR para la caracterización completa de dispositivos ópticos.

Como ha sido comentado anteriormente, la técnica OFDR permite obtener la caracterización completa de un dispositivo óptico pasivo trabajando en régimen lineal, tanto en el dominio espectral mediante su función de transferencia compleja (compuesta de sus respuestas de amplitud y fase), como en el dominio temporal mediante su respuesta impulsiva. Este método, aun considerando su eficiencia, presenta dos limitaciones:

- a) Su sensibilidad al ruido óptico y electrónico que obliga a la adquisición de múltiples medidas del mismo DUT para realizar una reducción del ruido mediante promediado de las mismas.
- b) La limitación en la longitud máxima del DUT que es capaz de medir.

El impacto de estos problemas queda muy reducido mediante el empleo en el aparato de detección balanceada para romper la relación existente entre la máxima longitud del DUT que es posible medir y la longitud del brazo de referencia del interferómetro implementado en el montaje óptico. De esta forma, dicha longitud máxima queda determinada únicamente por la resolución espectral del TLS. Además, esta mejora consigue un incremento de 3 dB en la relación señal – ruido (SNR) de la medida mejorando así el rango dinámico de operación. Más concretamente, al aparato de medida interferométrica OFDR se le añade, bien un segundo fotodetector cuya corriente de salida se resta de la corriente de salida del primer fotodetector de los aparatos convencionales por medio de un procesamiento numérico, una vez han sido digitalizadas las señales, o bien un receptor óptico balanceado que realiza la diferencia electrónicamente.

Por otro lado, el método de medida objeto de la presente invención parte del hecho de que los términos de información del interferograma temporal obtenido por el aparato de medida son complejos conjugados. Mediante el uso de una técnica de reconstrucción específica que utiliza este hecho, es posible reducir el número de iteraciones de promediado, lo cual redundaría en una reducción del número de adquisiciones necesarias para conseguir mejorar la SNR de la medida y, por tanto, para un mismo orden de magnitud de la SNR de la medida, reducir el tiempo de operación del aparato.

A lo largo de la descripción y las reivindicaciones la palabra "comprende" y sus variantes no pretenden excluir otras características técnicas, aditivos, componentes o pasos. Para los expertos en la materia, otros objetos, ventajas y características de la invención se desprenderán en parte de la descripción y en parte de la práctica de la invención. Los siguientes ejemplos y dibujos se proporcionan a modo de ilustración, y no se pretende que sean limitativos de la presente invención. Además, la presente invención cubre todas las posibles combinaciones de realizaciones particulares y preferidas aquí indicadas.

Breve descripción de las figuras

- FIG1. Muestra un esquema de bloques del aparato de medida que implementa el estado de la técnica OFDR convencional.
- FIG2. Muestra un diagrama de flujo del método de medida que implementa el estado de la técnica OFDR convencional.
- FIG3. Muestra un esquema de bloques del Aparato de Medida mejorado, objeto de la presente invención.
- FIG4. Muestra un esquema conceptual de la arquitectura interna de un receptor óptico balanceado.
- FIG5. Muestra un esquema de bloques alternativo del Aparato de Medida mejorado, objeto de la presente invención.
- FIG6. Muestra un diagrama de flujo del proceso de toma de medida y promediado del ruido.
- FIG7. Muestra un diagrama de flujo del Método de Medida mejorado, objeto de la presente invención.
- FIG8. Muestra un ejemplo de operación: Diagrama de bloques del aparato de medida mejorado.
- FIG9. Muestra un ejemplo de operación: Interferograma espectral diferencia y detalle de la resolución espectral necesaria.
- FIG10. Muestra un ejemplo de operación: Interferograma temporal.
- FIG11. Muestra un ejemplo de operación: Respuesta impulsiva recuperada y detalle.
- FIG12. Muestra un ejemplo de operación: Módulo de la función de transferencia recuperada y detalle.
- FIG13. Muestra un ejemplo de operación: Retardo de grupo recuperado y detalle.

Realización preferente de la invención

En la Fig.1 se muestra el diagrama de bloques del aparato de medida OFDR en el actual estado de la técnica y que emplea la técnica OFDR convencional. En este aparato de medida, el DUT 103, trabajando en régimen lineal, está completamente caracterizado en el dominio espectral por su función de transferencia compleja $H_{DUT}(f)$, compuesta de respuesta de amplitud y fase, y en el dominio temporal, por su respuesta impulsiva $h_{DUT}(t)$.

La entrada al aparato de medida 100 consiste en un TLS 101 que proporciona a su salida una señal óptica de alta coherencia cuya frecuencia de emisión es controlada por un procesador digital de señales DSP 108 mediante una función rampa a través de la línea electrónica de sintonía 121. Esto da lugar a un barrido en frecuencia que cubre el rango espectral de interés, es decir, la banda de frecuencias del DUT que se desea caracterizar. La longitud de coherencia del TLS 101 ha de ser, en todo caso, mayor que la longitud física del DUT 103, o que el doble de su longitud si se desea realizar la caracterización de la respuesta en reflexión, junto con la fibra óptica 111, 112 y 114.

La señal de salida del TLS 101 se lleva al acoplador direccional de entrada 102 a través de la fibra óptica 111. Dicha señal óptica está caracterizada por su amplitud compleja de campo óptico de emisión $E_{TLS}(f)$ (idealmente, una función delta de Dirac localizada en la frecuencia de sintonía f_s), mientras que el acoplador óptico direccional de entrada 102 está caracterizado por su constante de acoplo $K = 0.5$ (por tratarse de un elemento de acoplo a 3dB, condición necesaria para el correcto funcionamiento de las mejoras objeto de la presente invención).

La señal óptica de una de las salidas del acoplador óptico 102 se lleva al dispositivo bajo pruebas DUT 103 a través de la fibra óptica 112, atraviesa el DUT 103 e incide en una de las entradas del acoplador óptico direccional de salida 105 a través de la fibra óptica 114. El acoplador óptico de salida 105 es idéntico al acoplador óptico de entrada 102. La señal óptica en la otra salida del acoplador óptico 102 se inyecta a través de un latiguillo de fibra óptica 113 a la entrada de una línea de retardo implementada por medio de un vano de fibra óptica 104, atraviesa la línea de retardo y se encamina hacia el segundo puerto de entrada del acoplador óptico 105 a través de la fibra óptica 115.

El acoplador direccional de salida 105 combina las dos señales ópticas de sus puertos de entrada en sus puertos de salida, llevando la señal de uno de sus puertos hacia el detector óptico 106 a través del latiguillo de fibra óptica 116. De esta forma, el sistema 100 implementa un montaje interferométrico para obtener en el detector 106 la mezcla de dos señales ópticas: una, la señal óptica que viaja una distancia o camino L_{DUT} por el brazo del interferómetro que contiene el dispositivo DUT 103 (brazo de prueba o test), es decir, que desde de la salida del TLS 101 hasta la entrada al fotodetector 106 atraviesa por este orden los componentes 111, 102, 112, 103, 114 105, 116, y que en la Fig.1 se ha representado mediante la línea a trazos 131; y dos, la señal óptica que viaja una distancia o camino L_{ref} por el brazo del interferómetro que contiene la línea de retardo 104 (brazo de referencia), es decir, que desde de la salida del TLS 101 hasta la entrada al fotodetector 106 atraviesa por este orden los componentes 111, 102, 113, 104, 115 105, 116, y que en la Fig.1 se ha representado mediante la línea punteada 132. De esta forma, la señal de salida del fotodetector 106 será una corriente eléctrica fotodetectada a partir de la concurrencia de dos señales procedentes de la misma fuente que han recorrido caminos ópticos diferentes y correspondiendo una de ellas a una versión retardada de dicha fuente. Este proceso es conocido como detección coherente y la corriente fotodetectada de esta forma recibe el nombre de interferograma espectral.

La corriente fotodetectada alimenta la entrada del Convertidor Analógico/Digital, ADC 107 atravesando la línea digital 123. Este convertidor opera en conjunto con el DSP 108 (es

usual que el DSP disponga de ADC en su arquitectura, en cuyo caso no será necesario uno externo). Cada muestra generada por el ADC 107 corresponde a una frecuencia de la banda de sintonía del TLS 101. Una vez finalizado el barrido, el DSP 108 dispone de una medida del interferograma espectral a lo largo de todo el rango espectral de interés. La expresión del interferograma espectral digitalizado una vez finalizado el tiempo de adquisición (acorde con el tiempo de barrido del rango espectral de medida) corresponde a la ecuación (1), donde:

- A es la amplitud de la señal de salida del TLS 101 a la frecuencia de sintonía,
- $\Re$ es la responsividad del fotodetector,
- τ_{ref} es el retardo de la señal de referencia, y
- n_{eff} es el índice de refracción efectivo de la fibra óptica.

$$I_{int}(f) = \frac{\Re A^2}{4} + \frac{\Re A^2}{4} |H_{DUT}(f)|^2 - \frac{\Re A^2}{2} |H_{DUT}(f)| \cos(\angle H_{DUT}(f) + 2\pi f \tau_{ref})$$

$$\tau_{ref} = \frac{L_{ref}}{c} n_{eff}$$
(1)

La ecuación (1) es el punto de partida del método de medida que emplea la técnica OFDR para realizar la caracterización completa del DUT 103. Sus dos primeros términos son debidos a la densidad espectral de emisión del TLS 101 a lo largo de todo el rango de sintonía y a la densidad espectral de energía del DUT 103, mientras que el tercer término corresponde a la interferencia entre las señales de prueba y referencia. Este último término contiene información tanto del módulo como de la fase de la función de transferencia del DUT 103. El método de medida estará orientado a extraer dicha información mediante un procesamiento digital de señal. La Fig.2 representa el método de medida mediante un diagrama de flujo que toma como dato de entrada la medida en potencia que realiza el detector 106 a partir de la señal óptica de estímulo que inyecta el TLS 101, y proporciona como resultado la caracterización completa del dispositivo óptico a medir, tanto en el dominio espectral mediante su función de transferencia compleja $H_{DUT}(f)$, como en el dominio temporal mediante su respuesta impulsiva $h_{DUT}(t)$.

Una vez realizada la adquisición de medida, digitalización de los datos y almacenamiento de éstos en la memoria interna del DSP 108, se calcula su Transformada Rápida de Fourier Inversa, IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) para obtener como resultado una secuencia compleja a la que denominamos interferograma temporal.

La ecuación (2) corresponde a su expresión funcional, donde:

- $\delta(t)$ es la función Delta de Dirac,
- $r_{hh}(t)$ es la auto-correlación de la respuesta impulsiva del DUT 103 y
- $*$ denota el operador complejo conjugado.

$$i_{int}(t) = \frac{\Re A^2}{4} \delta(t) + \frac{\Re A^2}{4} r_{hh}(t) - \frac{\Re A^2}{4} (h_{DUT}(t - \tau_{ref}) + h_{DUT}^*(-t - \tau_{ref}))$$
(2)

Los dos primeros términos que aparecen en la ecuación (2) están centrados en el origen de tiempos, pero el último término contiene dos réplicas de la respuesta impulsiva del DUT 103 desplazadas del origen un tiempo τ_{ref} en sentidos opuestos.

Mediante un proceso de enventanado es posible recuperar la réplica correspondiente a la parte causal del interferograma temporal. De (1) se obtiene que este desplazamiento es directamente proporcional a L_{ref} . La duración de la respuesta impulsiva del DUT 103 es, en principio, infinita, debido a que la señal óptica sufre infinitas reflexiones en su interior que dan lugar a colas en dicha respuesta impulsiva. La duración temporal de cada cola viene dada por el Tiempo de Vuelo, ToF (*Time of Flight*), ecuación (3.a) si se ha conectado el DUT 103 en transmisión; o bien por el Retardo de Ida y Vuelta, RTD (*Round Trip Delay*), ecuación (3.b) si la conexión se ha realizado en reflexión por medio de un circulador óptico. La aproximación que toma como longitud de la respuesta impulsiva del DUT 103 el intervalo temporal de la primera reflexión recibe el nombre de aproximación de Fourier.

$$\tau_{DUT} = \frac{L_{DUT}}{c} n_{eff} \quad (3.a)$$

$$\tau_{DUT} = 2 \frac{L_{DUT}}{c} n_{eff} \quad (3.b)$$

La ecuación (4) nos da el ancho de la ventana para recuperar la respuesta impulsiva del DUT 103. Una buena aproximación es tomar este ancho igual a 5 veces la duración de una de las colas de la respuesta impulsiva. La amplitud de la ventana se escoge para cancelar el escalado debido a la amplitud del TLS 101, la responsividad del fotodetector 106 y los efectos derivados de la conservación de la energía y el análisis de Fourier. La ecuación (4) describe el ancho de una ventana adecuada para llevar a cabo la recuperación de la respuesta impulsiva.

$$w(t) = \begin{cases} \frac{4}{RA^2} & \forall \quad t \in [\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}] \\ 0 & \forall \quad t \notin (\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}) \end{cases} \quad (4)$$

El resultado de la aplicación de la ventana se muestra en la ecuación (5) y corresponde a una versión desplazada de la respuesta impulsiva del DUT 103.

$$i_{int}(t) w(t) = h_{DUT}(t - \tau_{ref}) \quad (5)$$

De (5) se obtiene la respuesta impulsiva del DUT 103 mediante un proceso de desplazamiento en el tiempo. De esta forma, se obtiene la respuesta impulsiva del DUT 103. La recuperación de la función de transferencia se consigue mediante el cálculo de su Transformada Rápida de Fourier, FFT (*Fast Fourier Transform*). Llegados a este punto se ha conseguido realizar una caracterización completa del DUT 103 a partir de una medida de potencia llevada a cabo sobre una función interferométrica.

El aparato y método descritos (Fig.1 y Fig.2) presentan dos limitaciones y/o debilidades fundamentales a la hora de llevar a cabo su cometido: una, el hecho que la longitud máxima del DUT 103 a caracterizar está limitada por la longitud del brazo de referencia; y dos, el hecho que la medida interferométrica que realiza el fotodetector está afectada por ruido óptico y electrónico. La resolución y mejora de estos problemas es el objeto de la presente invención.

De la ecuación (2) se desprende que, para valores pequeños de τ_{ref} puede ocurrir que las réplicas desplazadas de la respuesta impulsiva del DUT 103 solapen con el término de autocorrelación, introduciendo una distorsión indeseada en el resultado de la recuperación. Dado que el ancho temporal de la autocorrelación de una señal es el doble de la duración de

dicha señal y, considerando que $r_{hh}(t)$ está centrado en el origen y es simétrico respecto a él, resulta una condición a la longitud del DUT 103 dada por $L_{DUT} < L_{ref}$.

La longitud máxima del DUT 103 está limitada por la resolución espectral de sintonía Δf del TLS 101 según indica la ecuación (6), en la cual c es la velocidad de la luz en el vacío.

$$L_{DUT}^{max} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f \cdot n_{eff}} \quad (6)$$

Es posible que, en la práctica, sea preciso realizar la caracterización de un componente óptico cuya longitud exceda la de la fibra óptica del brazo de referencia 104, y sería entonces necesario aumentar la longitud L_{ref} . Esto supone un problema, ya que requiere no sólo la sustitución de dicha fibra óptica 104, sino la reprogramación del DSP 108 para actualizar el nuevo valor de L_{ref} . Además, la ecuación (1) nos dice que a mayor τ_{ref} , mayor es la velocidad con la que oscila el coseno en el que está implícita la fase de la función de transferencia del DUT 103.

Por tanto, aumentar desmesuradamente τ_{ref} supone la necesidad de disminuir Δf para poder registrar las altas dinámicas del interferograma frecuencial. En este caso, el aparato y técnica de medida OFDR está limitado por la máxima resolución espectral de sintonía del TLS 101.

Para solventar esta limitación o debilidad se presenta el aparato de medida objeto de la invención, que comprende el empleo de detección balanceada a la salida del interferómetro. La Fig.3 representa el diagrama de bloques del aparato de medida mejorado, referenciado con el número 300 en el que se ha dispuesto la nueva configuración del receptor. Los elementos comunes al sistema 100 no serán descritos de nuevo. Para aliviar la notación y, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto que el DSP 307 incorpora puertos de entrada analógicos que disponen de ADC. El receptor óptico balanceado 306 es un componente opto-electrónico comercial que genera una corriente eléctrica proporcional a la diferencia de las corrientes fotodetectadas por sus dos puertos ópticos de entrada. La Fig.4 muestra un esquema conceptual de su arquitectura interna. Las corrientes fotodetectadas por los puertos de salida del acoplador direccional 305 toman las expresiones dadas en la ecuación (7).

$$\begin{aligned} I_{int}^{(1)}(f) &= \frac{\Re A^2}{4} + \frac{\Re A^2}{4} |H_{DUT}(f)|^2 - \frac{\Re A^2}{2} |H_{DUT}(f)| \cos(\angle H_{DUT}(f) + 2\pi f \tau_{ref}) \\ I_{int}^{(2)}(f) &= \frac{\Re A^2}{4} + \frac{\Re A^2}{4} |H_{DUT}(f)|^2 + \frac{\Re A^2}{2} |H_{DUT}(f)| \cos(\angle H_{DUT}(f) + 2\pi k \tau_{ref}) \end{aligned} \quad (7)$$

Con esto, la corriente eléctrica de salida del receptor óptico balanceado 306 toma la expresión dada en la ecuación (8), y supone el punto de partida del método de medida objeto de la presente invención.

$$I_{int}(f) = I_{int}^{(2)}(f) - I_{int}^{(1)}(f) = \Re A^2 |H_{DUT}(f)| \cos(\angle H_{DUT}(f) + 2\pi f \tau_{ref}) \quad (8)$$

Este resultado conlleva un doble beneficio. En primer lugar la amplitud de la señal recibida es el doble de la que obtiene la técnica OFDR convencional, lo cual supone una mejora de 3 dB en la SNR. En segundo lugar, el interferograma frecuencial con el que se trabaja carece de términos centrales, esto es, se ha suprimido la auto-correlación centrada en el origen, que constituía una de las causas de la limitación de la longitud máxima del DUT 303 a caracterizar.

Con este nuevo montaje es posible ajustar la longitud L_{ref} , sin influir sobre la longitud L_{DUT} (el instrumento será capaz de caracterizar un DUT 303 con una mayor longitud), gracias a que así pueden relajarse las especificaciones de resolución espectral de sintonía del TLS 301.

- 5 La única modificación que precisa el método de medida para operar adecuadamente con este aparato mejorado es una redefinición de la amplitud de la ventana dada por la ecuación (4) para aislar la respuesta impulsiva del DUT 303, quedando tal y como muestra la ecuación (9).

$$10 \quad w(t) = \begin{cases} \frac{2}{\Re A^2} & \forall \quad t \in [\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}] \\ 0 & \forall \quad t \notin (\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}) \end{cases} \quad (9)$$

Una alternativa a esta mejora que consigue los mismos resultados corresponde al montaje ilustrado por la Fig.5, con referencia 500. La única diferencia con el montaje de la Fig.3 reside en que, en lugar de un receptor óptico balanceado 306, se han conectado dos
15 fotodetectores 506 y 507 a los puertos de salida del acoplador direccional 505. La detección de los dos interferogramas frecuenciales se hace por separado, de forma que, además de la modificación del método de medida que ilustra la ecuación (9), es el DSP 508 el que debe calcular la diferencia de los dos interferogramas frecuenciales.

20 El instrumento de medida expuesto en esta memoria ha sido descrito desde un punto de vista teórico sin contar con el efecto del ruido. En la práctica, la medida del interferograma frecuencial realizada está contaminada por diversas contribuciones de ruido, tanto óptico como electrónico. Para mitigar el efecto del ruido y obtener una traza de salida lo más limpia posible, el instrumento realiza una batería de medidas sobre el mismo dispositivo a
25 caracterizar. La Fig.6 ilustra el proceso de toma de medida y promediado para reducción del ruido mediante un diagrama de flujo. El proceso se repite N_p veces de forma que en la iteración p se tiene almacenada en la memoria del DSP la suma de las respuestas impulsivas y funciones de transferencia recuperadas. Al final del proceso se divide el resultado por N_p , quedando así la medida promediada. El número de iteraciones N_p es en
30 principio arbitrario y se escogerá en función de la precisión que se requiera en la medida, siendo ésta tanto más precisa cuanto mayor sea el valor de N_p . En contrapartida, cuanto mayor es el número de iteraciones, mayor es el tiempo de adquisición de la medida.

El proceso de promediado consigue una mejora en la SNR que crece de forma logarítmica
35 con N_p . Esto implica que a la hora de conseguir una medida de gran precisión (alta SNR), el número de etapas de promediado crecerá exponencialmente, lo cual se traduce en un excesivo tiempo de operación. Para relajar esta carencia se propone, como mejora del método de medida, la siguiente técnica de reducción de ruido.

40 En la ecuación (2) se aprecia cómo el interferograma temporal es simétrico conjugado respecto del origen de tiempos. Al realizar el proceso de enventanado se recupera la información almacenada en su parte causal, pero, dada su simetría, la parte anticausal contiene la misma información. Este hecho permite recuperar dos réplicas idénticas de la respuesta impulsiva buscada por cada medida interferométrica realizada, las cuales pueden
45 ser empleadas en una nueva etapa de promediado.

Para incorporar esta mejora al proceso de recuperación se aplica la ventana dada por la ecuación (9) al interferograma temporal como indica la ecuación (10).

$$\frac{1}{2} \left(i_{\text{int}}(t) + i_{\text{int}}^*(-t) \right) w(t) = h_{\text{DUT}}(t - \tau_{\text{ref}}) \quad (10)$$

A partir de este punto se siguen los pasos del método de medida antes descrito. Gracias a esto se consigue, para un mismo número de iteraciones de promediado, mejorar la SNR de la medida, o bien, mantener la SNR reduciendo el número de iteraciones, con la consiguiente ventaja en tiempo de operación, al requerirse la adquisición de menos medidas del DUT. La Fig.7 muestra las modificaciones realizadas al método.

Como nota adicional cabe señalar que todos los métodos estudiados y/o propuestos en la presente memoria de invención pueden ser implementados en un computador de propósito general externo al instrumento en el que se procesan los datos medidos por el mismo, o bien de la forma ilustrada por los sistemas 100, 400 y 500, mediante un sistema procesador de propósito específico basado en DSP y, si la electrónica lo requiere, ADC.

Como ejemplo de realización de la presente invención se ha realizado la caracterización completa de una Red de Difracción de Bragg en Fibra Óptica, FBG (Fiber Bragg Grating), que supone un filtro óptico pasivo. Concretamente, se trata de una FBG con variación lineal del periodo de red a lo largo de su longitud, que presenta en reflexión una característica de filtrado paso-banda y un retardo de grupo linealmente creciente con la frecuencia óptica en su banda de paso.

La Fig.8 muestra el diagrama de bloques del aparato de Medida que incorpora la mejora objeto de la presente invención, etiquetado como sistema 800. En él, todos los componentes ópticos son equiparables a los bloques funcionales del sistema 500, mostrado en la Fig.5, a excepción del DUT 503, que en el sistema 800 corresponde a la concatenación de la FBG 803 con el circulador óptico 809.

En el sistema 800, una fuente de luz laser sintonizable TLS 801, cuya frecuencia óptica de emisión es controlada desde el DSP 808, se utiliza como señal óptica de estímulo y entrada al montaje interferométrico. El montaje interferométrico se forma con los dos acopladores ópticos direccionales de entrada 802 y salida 805 caracterizados por su constante de acoplo K igual a 0.5 (3dB).

En uno de los brazos del montaje interferométrico se coloca el dispositivo a medir, formado por la FBG 803 y el circulador óptico 809 con el objeto de caracterizar el comportamiento en reflexión de la FBG 803. En el otro brazo del montaje se coloca la línea óptica de retardo implementada mediante la fibra óptica 804. La salida del acoplador óptico 805 se lleva a los fotodetectores 806 y 807, generándose así los dos interferogramas espectrales en cuadratura, cada uno a partir de la mitad de la potencia óptica total que recorre el montaje interferométrico. En la operación de medida, el TLS 801 inyecta en el montaje interferométrico una señal óptica de entrada realizando un barrido en su frecuencia óptica de emisión desde una frecuencia óptica inferior de 193 THz a una frecuencia óptica superior de 196 THz. Este rango de frecuencias ópticas es el intervalo en el que va a caracterizar a la FBG 803 en el dominio espectral. Para cada frecuencia de sintonía, el DSP 808 digitaliza las dos corrientes fotodetectadas y registra su diferencia, de forma que, una vez finalizado el barrido, dispone en la memoria interna del interferograma espectral diferencia en el rango frecuencial de interés.

El método de medida complementario al aparato de medida del sistema 800 sigue la misma secuencia que la ya mostrada en la Fig.7 y el mismo principio de operación que muestra la Fig.6. El método de medida podrá ser implementado, bien en un computador de propósito general externo al instrumento en el que se introduzcan los datos medidos por el mismo, o

bien mediante un sistema procesador de propósito específico basado en DSP, siendo esta última realización la opción adoptada en el ejemplo.

- 5 El método de medida toma como dato de entrada las corrientes fotodetectadas a la salida del montaje interferométrico. En la Fig.9 se representa el interferograma espectral diferencia en la banda de interés, así como un detalle de la medida realizada para indicar la resolución espectral necesaria. En primer lugar, el método obtiene la transformada de Fourier inversa del interferograma espectral diferencia, dando lugar al interferograma temporal, cuyo módulo se muestra en la Fig.10. A continuación, se realiza el enventanado de la respuesta impulsiva, la cual se muestra en la Fig.11. Aplicando la transformada de Fourier a este resultado se obtiene la función de transferencia buscada en módulo y fase. La Fig. 12 representa el módulo de la función de transferencia recuperada y la Fig. 13 el retardo de grupo del dispositivo bajo pruebas, calculado a partir de su respuesta de fase.
- 10

REIVINDICACIONES

- 1.- Aparato de medida OFDR (300,500) mediante detección balanceada y técnica de reducción de ruido que comprende una fuente de luz láser sintonizable TLS (301,501) que proporciona a su salida una señal óptica de alta coherencia cuya frecuencia de emisión es controlada por un procesador digital de señales (307,508) mediante una función rampa a través de una línea electrónica de sintonía (331,521) dando lugar a un barrido de frecuencia que cubre el rango espectral del DUT (303,503) que se desea caracterizar; y donde dicho aparato comprende además un acoplador direccional de entrada (302,502) con una primera salida conectada con el DUT (303,503) y este, a su vez, con una primera entrada de un acoplador direccional de salida (305,505) idéntico al acoplador direccional de entrada (302,502) a través del camino óptico (331,531), mientras que la segunda salida del acoplador direccional de entrada (302,502) se conecta con una línea óptica de retardo de fibra óptica (304,504) y con la segunda entrada del acoplador direccional de salida (305,505) a través del camino óptico (332,532); estando además **caracterizado porque** comprende medios de detección balanceada de las señales ópticas recibidas de las dos salidas del acoplador direccional de salida (305,505) a través de conexiones ópticas (316,317,516,517), de tal forma que se generen dos señales ópticas diferentes diferenciables entre sí.
- 2.- Aparato de medida OFDR (300) de acuerdo con la reivindicación 1 en donde los medios de detección balanceada de las señales ópticas recibidas consisten en un receptor óptico balanceado (306) que genera una corriente eléctrica proporcional a la diferencia de las corrientes fotodetectadas por sus puertos ópticos de entrada a través de las conexiones ópticas (316,317).
- 3.- Aparato de medida OFDR (500) de acuerdo con la reivindicación 1 en donde los medios de detección balanceada de las señales ópticas recibidas a través de las conexiones ópticas (516,517) consisten en dos fotodetectores (506,507) de tal forma que se detectan por separado dos interferogramas frecuenciales que dan lugar a dos corrientes eléctricas fotogeneradas, calculándose la diferencia entre estas corrientes en el DSP (508), al cual llegan a través de las conexiones eléctricas (522,521).
- 4.- Método de medida OFDR mediante detección balanceada y técnica de reducción de ruido, implementado en el aparato de medida de las reivindicaciones 1 a 3 y que comprende:
- (i) una primera etapa de medida del interferograma espectral a lo largo de todo el rango espectral de interés, $I_{int}(f)$, que es dependiente de la densidad espectral de emisión de potencia de la fuente de luz láser sintonizable TLS (301,501) a lo largo de todo el rango de sintonía, dependiente de la respuesta espectral en potencia del DUT (303,503), así como dependiente de las respuestas en amplitud y fase de la función de transferencia del DUT (303,503);
 - (ii) una segunda etapa de cálculo de la transformada rápida de Fourier inversa del interferograma espectral para obtener una secuencia compleja denominada interferograma temporal, $i_{int}(t)$, y que depende de la característica temporal de emisión del TLS (301,501), de la auto-correlación de la respuesta impulsiva del DUT (303,503), y de dos réplicas complejas conjugadas de la respuesta impulsiva del DUT, $h_{DUT}(t-\tau_{ref})$ y $h^*_{DUT}(-t-\tau_{ref})$, (simétricas respecto al origen) estando éstas desplazadas del origen en función del retardo de la señal de referencia en sentidos opuestos;

(iii) y una tercera etapa **que se caracteriza porque** comprende un proceso de enventanado específico (mediante $w(t)$) que permite recuperar y promediar, al mismo tiempo, las dos réplicas complejas conjugadas de la respuesta impulsiva del DUT, $h_{DUT}(t-\tau_{ref})$ y $h_{DUT}^*(-t-\tau_{ref})$, a partir del interferograma temporal, $i_{int}(t)$, estando este proceso descrito por:

$$\frac{1}{2}(i_{int}(t) + i_{int}^*(-t))w(t) = h_{DUT}(t - \tau_{ref})$$

$$w(t) = \begin{cases} \frac{2}{\Re A^2} & \forall \quad t \in [\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}] \\ 0 & \forall \quad t \notin (\tau_{ref}, \tau_{ref} + 5\tau_{DUT}) \end{cases}$$

donde A es la amplitud de la señal de salida del TLS (301,501) a la frecuencia de sintonía; $\Re$ es la responsividad del fotodetector, y donde τ_{ref} y τ_{DUT} son los retardos de la señal de referencia y del DUT, respectivamente.

5.- Método de medida OFDR mediante detección balanceada y técnica de reducción de ruido que comprende una etapa de toma de medida y acondicionamiento de señal realizada mediante el aparato de medida de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3 y una etapa de procesado de señal de acuerdo con el método de medida de la reivindicación 4, y **que además se caracteriza porque** para minimizar el efecto de ruido sobre los resultados de la traza de salida, realiza un promediado sobre una batería de medidas realizadas sobre el mismo DUT (303,503), repitiendo el proceso N_p veces de forma que en la iteración p se tiene almacenada en la memoria del DSP (307,508) la suma acumulada de todas las respuestas impulsivas y funciones de transferencia recuperadas; y donde al final del proceso se dividen estos resultados acumulados por N_p , quedando así promediada la medida tanto de la respuesta impulsiva del DUT, $h_{DUT}(t)$, como de la función de transferencia del DUT, $H_{DUT}(f)$.

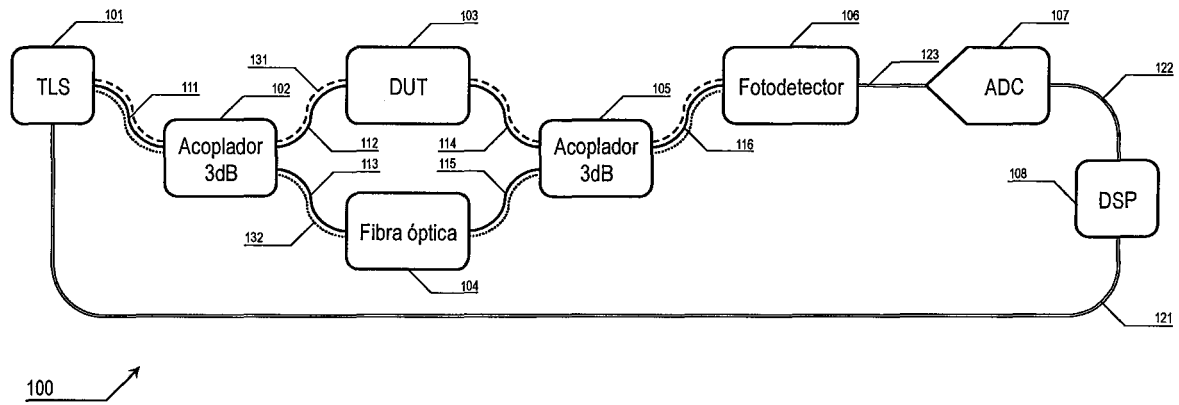


FIG. 1

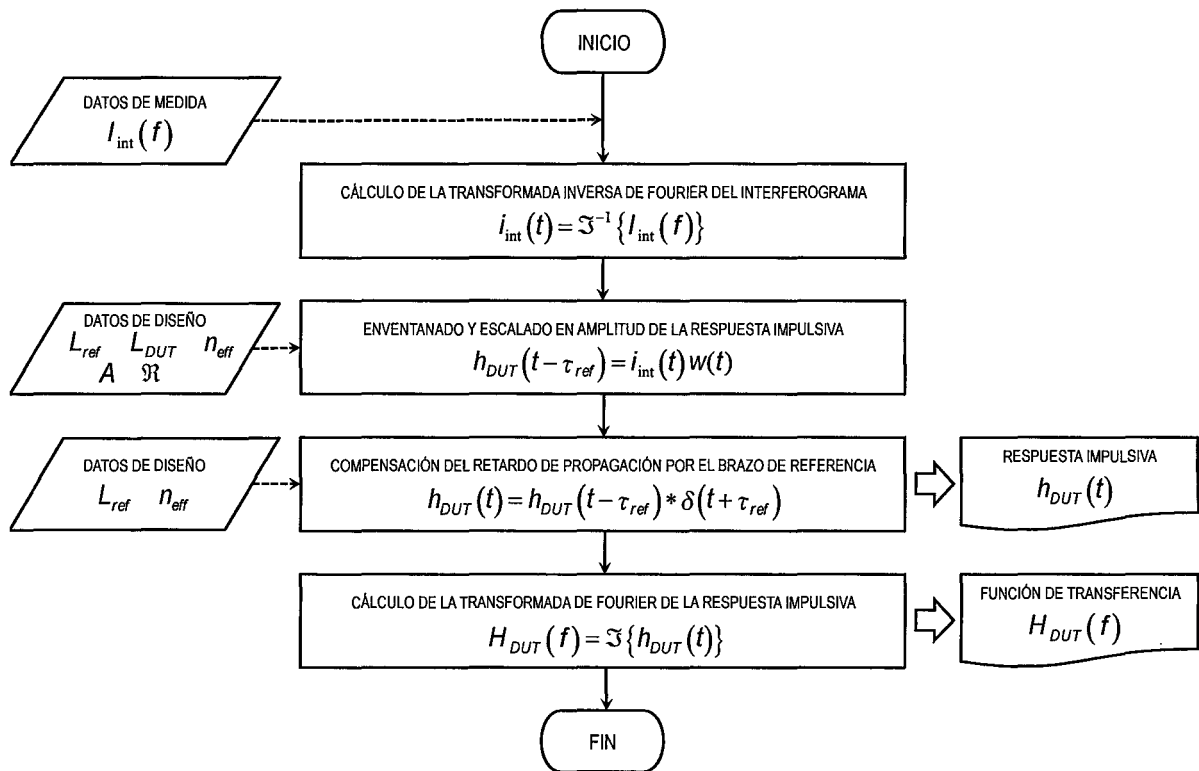


FIG. 2

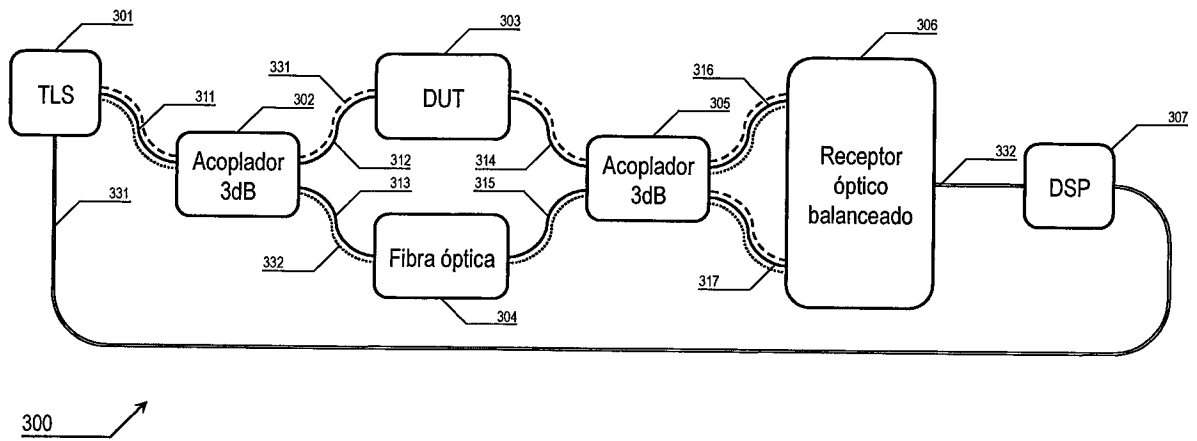


FIG. 3

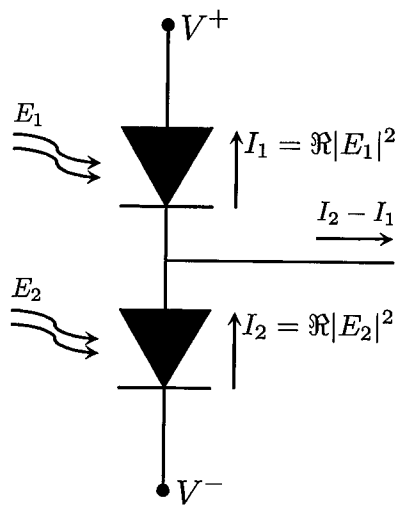


FIG. 4

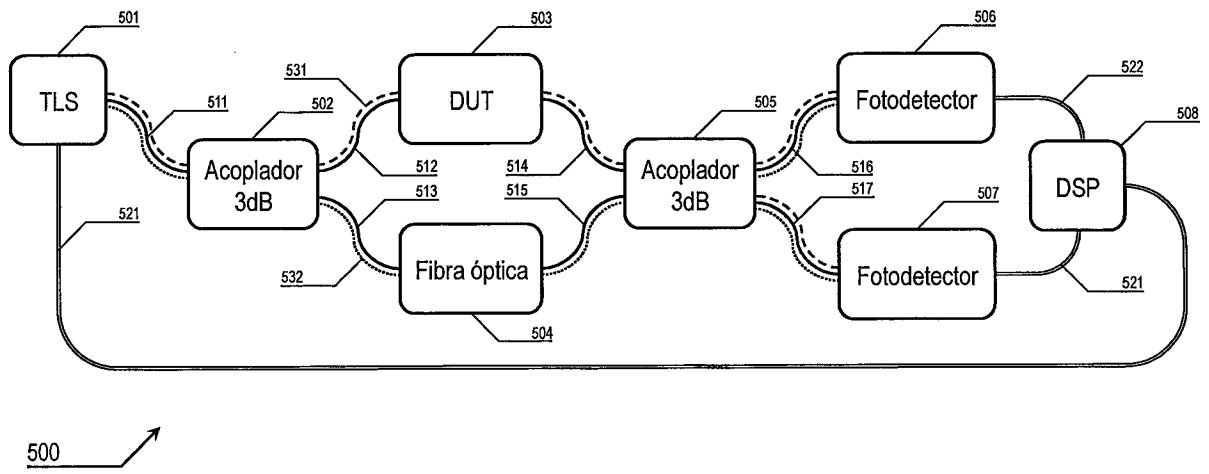


FIG. 5

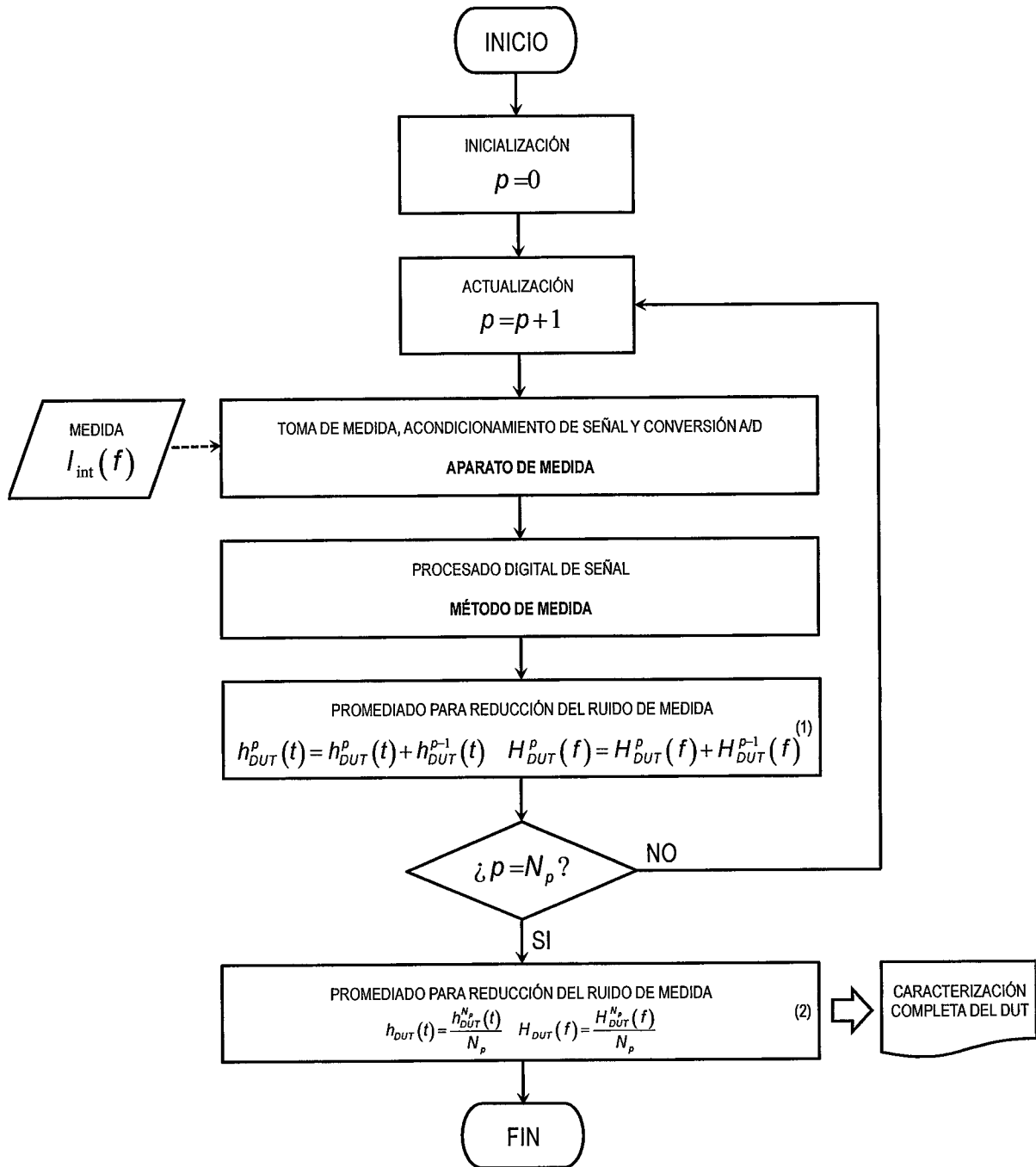


FIG. 6

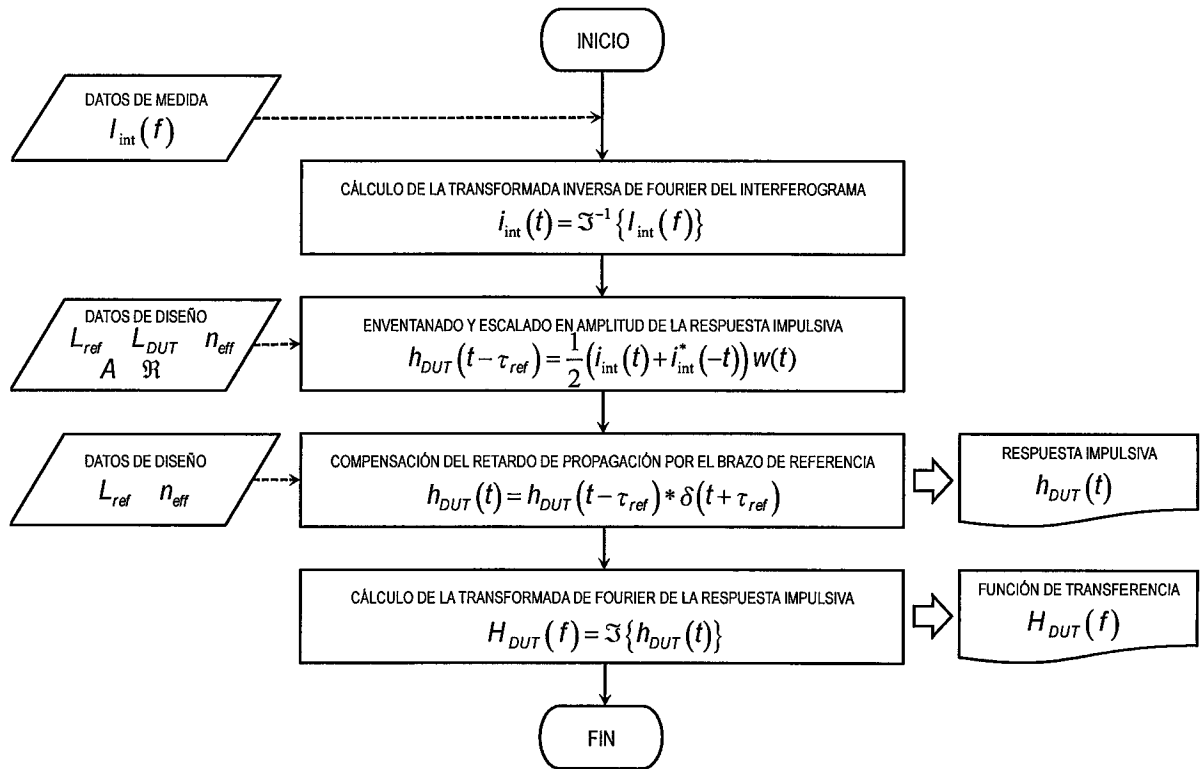


FIG. 7

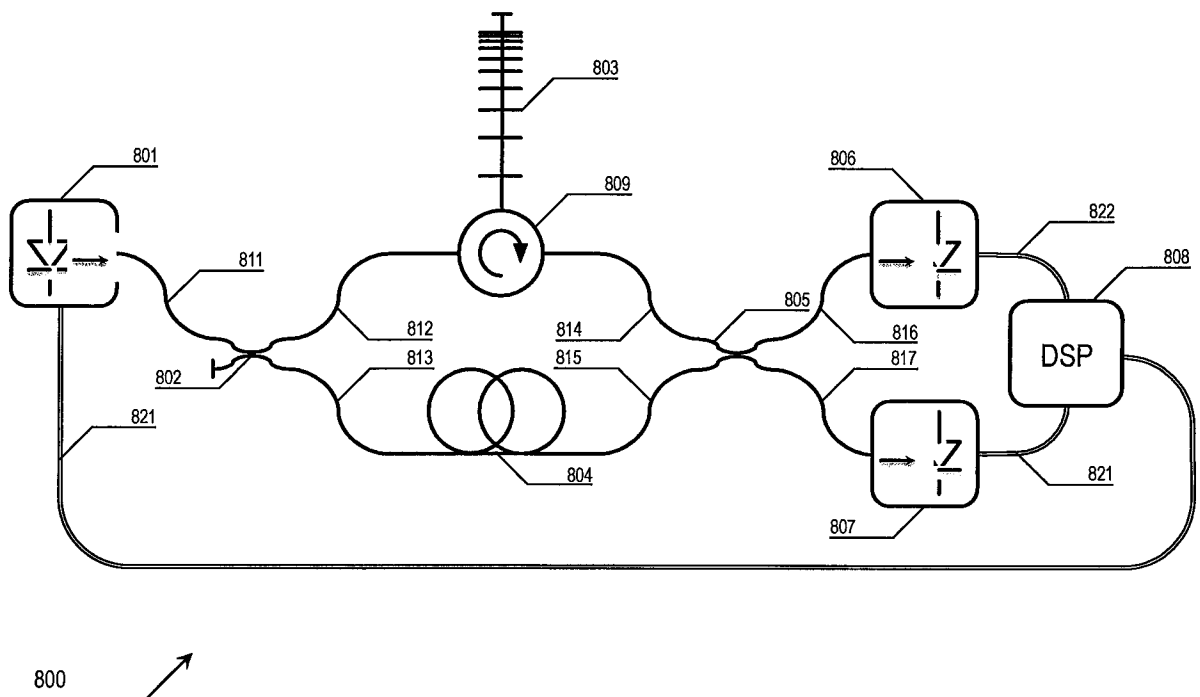


FIG. 8

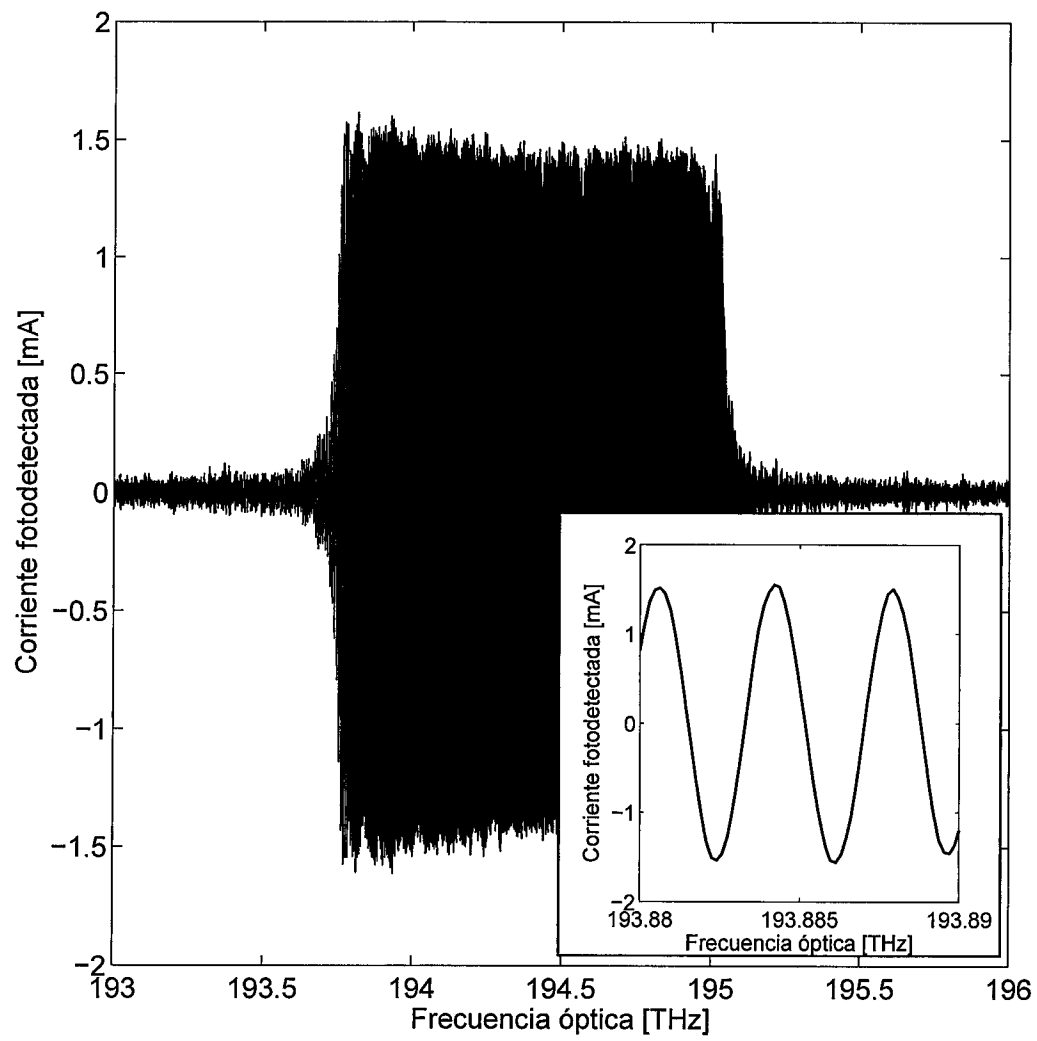
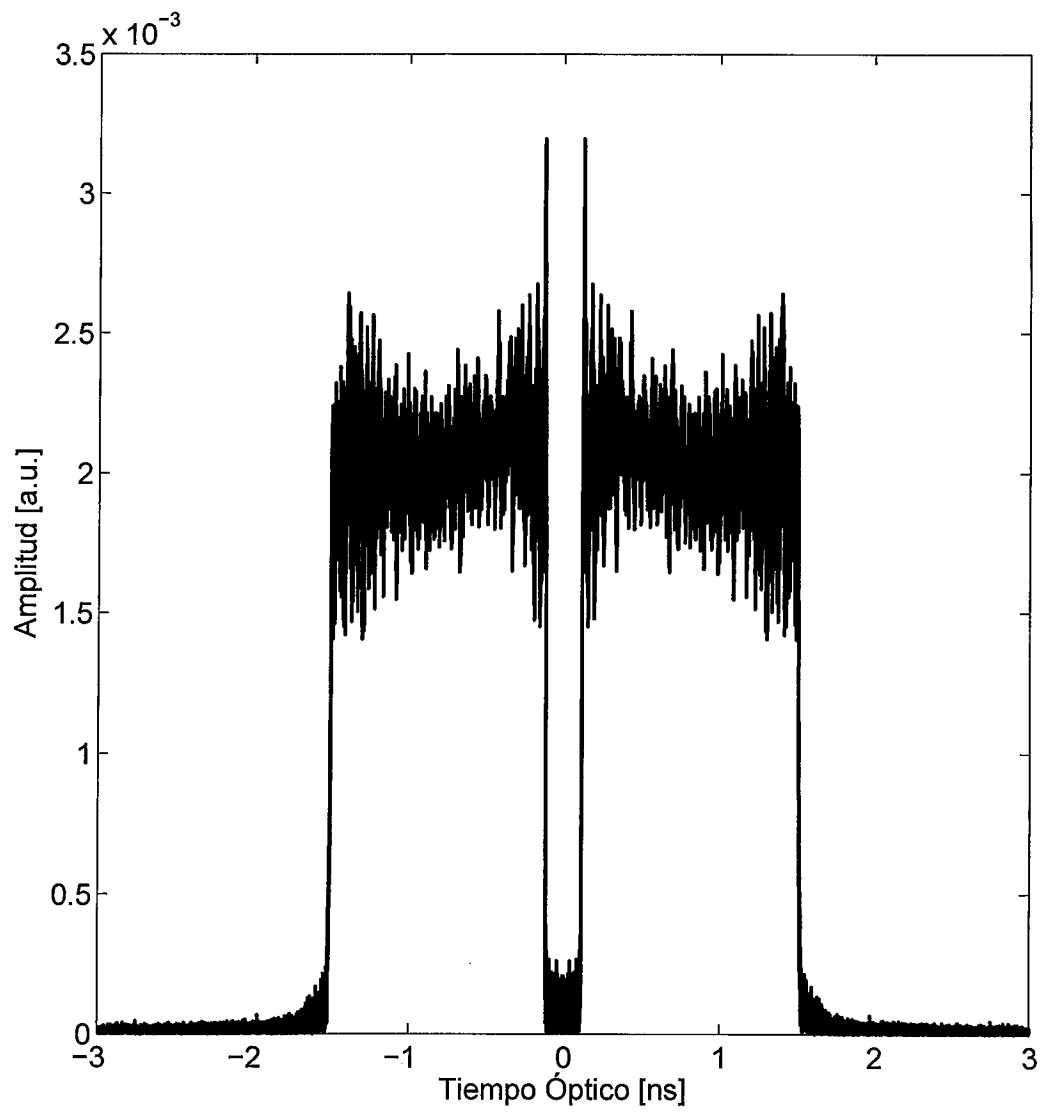
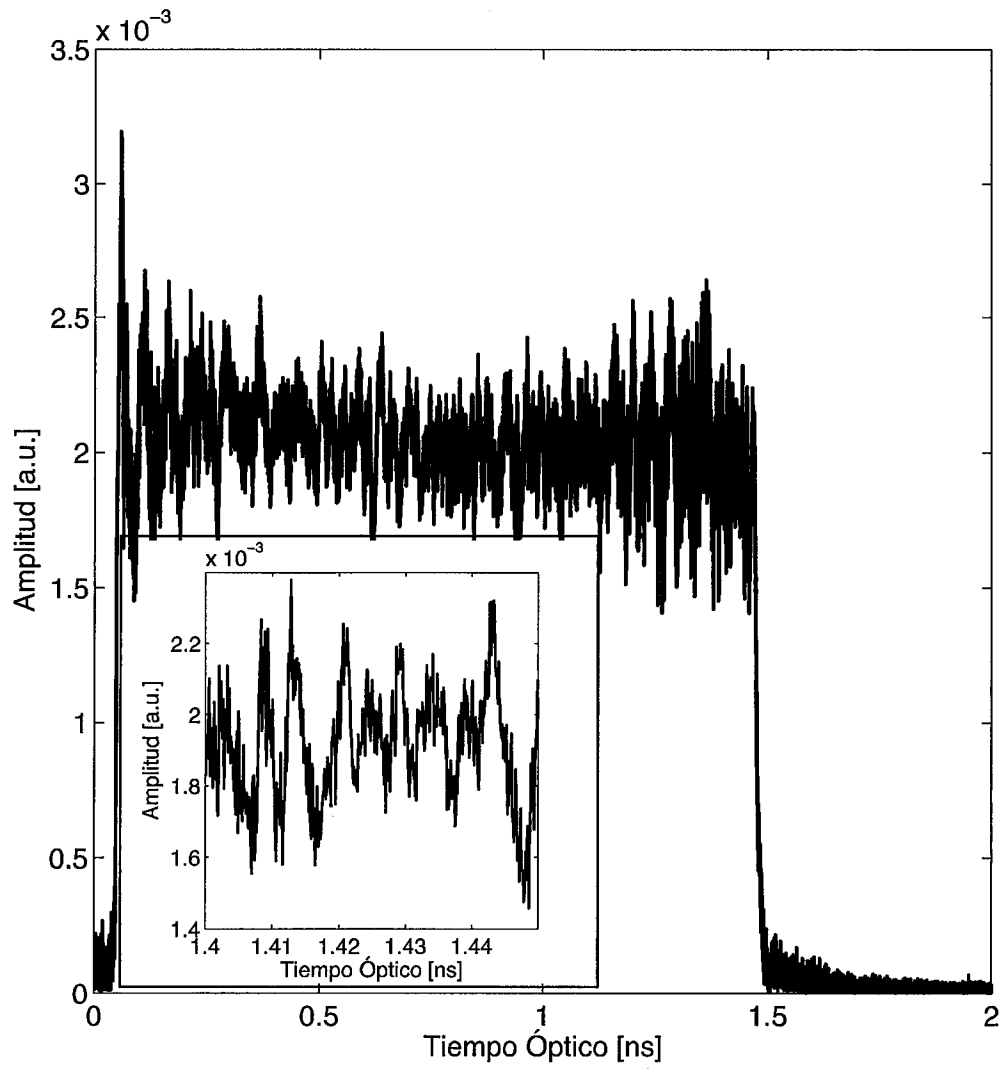
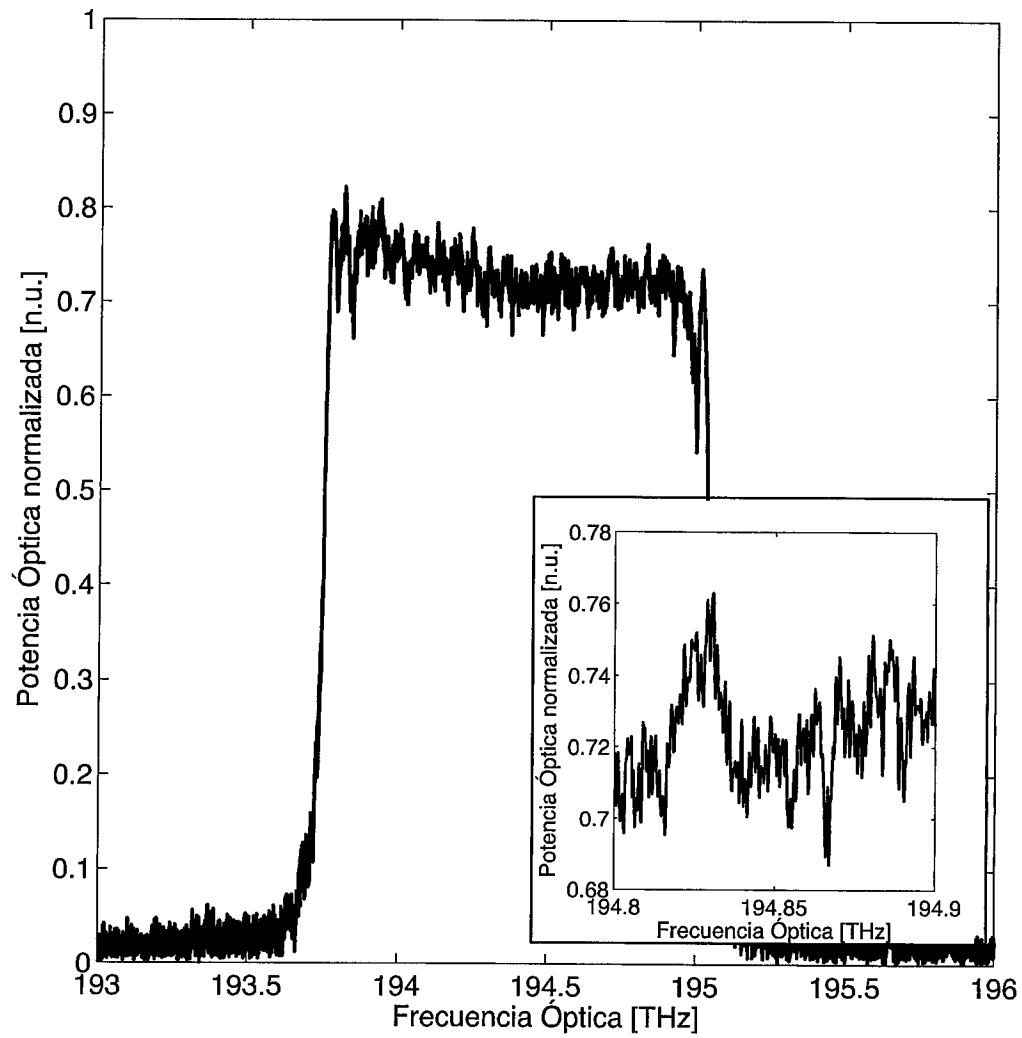


FIG. 9

**FIG. 10**

**FIG. 11**

**FIG. 12**

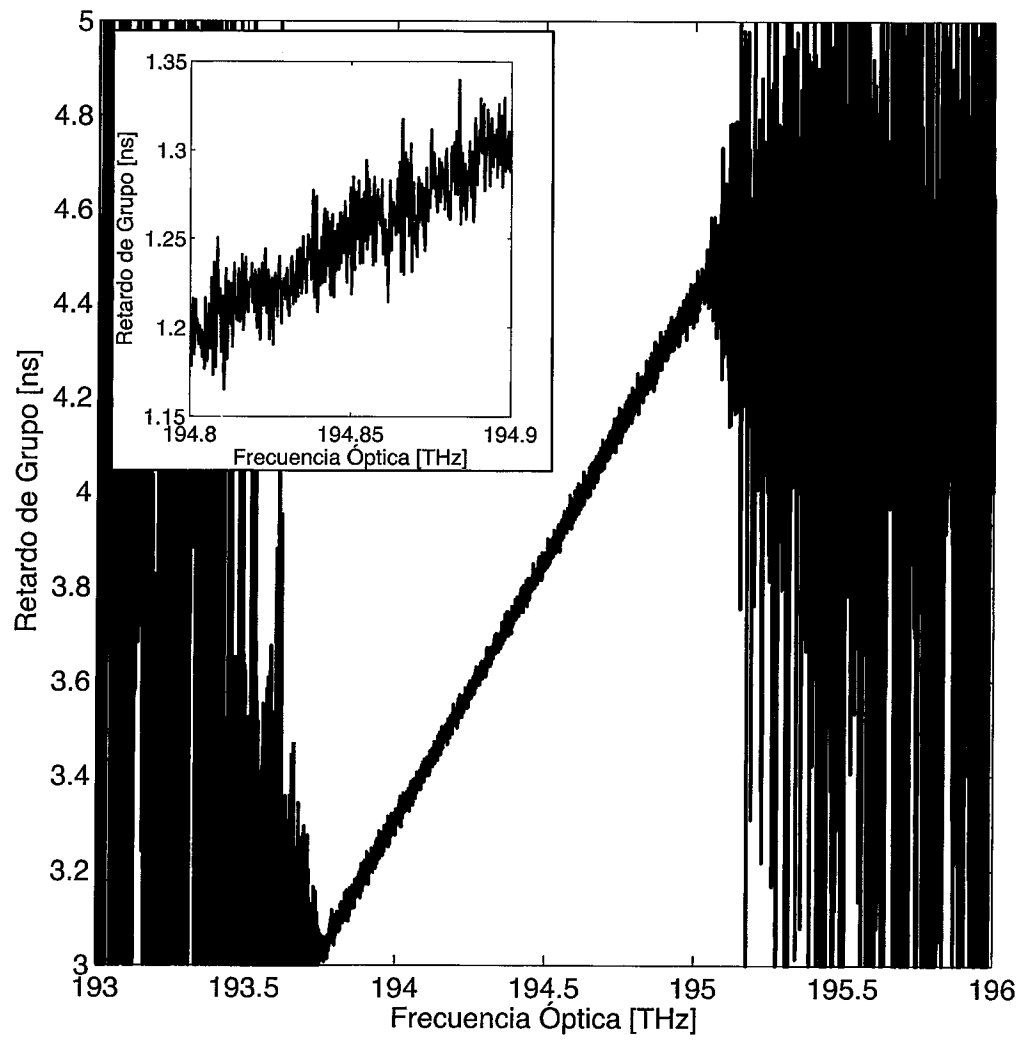


FIG. 13