

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 736 123**

51 Int. Cl.:

G01D 5/353 (2006.01)

G01M 11/00 (2006.01)

H04B 10/071 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **26.01.2015 PCT/EP2015/051503**

87 Fecha y número de publicación internacional: **06.08.2015 WO15113936**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.01.2015 E 15701215 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.05.2019 EP 3100006**

54 Título: **Dispositivo y procedimiento para la supresión de reflexión en la medición de una variable de medición por medio de una fibra óptica**

30 Prioridad:

29.01.2014 DE 102014101105

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

26.12.2019

73 Titular/es:

**BRD, VERTR. D. DEN BUNDESMINISTER FÜR
WIRTSCHAFT & ENERGIE, DIESER VERTR. D.
DEN PRÄSIDENTEN DER BUNDESANST. F.
MATERIALFORSCH (100.0%)
Unter den Eichen 87
12205 Berlin, DE**

72 Inventor/es:

LIEHR, SASCHA

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 736 123 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

Dispositivo y procedimiento para la supresión de reflexión en la medición de una variable de medición por medio de una fibra óptica.

5 La presente invención se refiere a un dispositivo, así como un procedimiento correspondiente para la medición de una variable de medición, en particular por medio de fibra de sensor suprimiendo señales parásitas.

10 Muchos elementos constructivos y edificios que están sometidos a cargas no pueden controlarse satisfactoriamente mediante sistemas de sensor convencionales. Como procedimientos ventajosos para estas aplicaciones y de otro tipo se conocen mediciones por retrodispersión, como la reflectometría de dominio de tiempo óptica (técnica OTDR) y la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente (técnica I-OFDR). Con ayuda de la técnica OTDR o de la técnica OFDR pueden medirse puntos de reflexión con relativa precisión.

15 En la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente (I-OFDR) para la medición por retrodispersión en fibras ópticas deben medirse señales muy débiles (por ejemplo, la retrodispersión de la fibra de Rayleigh) y al mismo tiempo señales intensas, por ejemplo, de reflexiones en conexiones de enchufe, componentes o roturas de fibra. No obstante, el margen dinámico de un reflectómetro de dominio de frecuencia (óptico) es limitado, de modo que en la presencia de reflejos intensos en la fibra no pueden medirse señales débiles, o ya no pueden medirse de manera suficiente.

20 En la reflectometría de dominio de tiempo con pulsos ópticos es habitual contar con que los reflejos intensos desencadenen una saturación del sistema, tras la cual no pueden esperarse mediciones correctas durante un determinado tiempo muerto. Sin embargo, esto no es posible en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica, por lo que la problemática anteriormente citada de la mensurabilidad de señales débiles representa una desventaja y un problema no resuelto del planteamiento del dominio de frecuencia.

25 El documento US 2009/0240455 A1 muestra un procedimiento para la calibración en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica, en el que se emplea una señal parásita almacenada para la corrección por cálculo para una señal de medición. Schlemmer y col.: "Real part determination OFDR with digital spatial filtering", IEEE Photonics Technology Letters, tomo 6, nº. 8, agosto de 1994, muestra un procedimiento para suprimir reflexiones en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica, en donde por medio de un algoritmo se suprime una señal parásita a través de una convolución con una función de corrección. El documento DE 19525626 A1 muestra un procedimiento y una disposición para la valoración de señales retrodispersas ópticamente para determinar un perfil de medición de un medio de retrodispersión que dependen de un trayecto.

30 En vista de esto, es un objetivo de la presente invención facilitar un procedimiento y un dispositivo para la medición de una variable de medición que superen las desventajas citadas al menos parcialmente. Este objetivo se soluciona mediante un procedimiento para la compensación de señales parásitas debido a la reflexión en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica según la reivindicación 1, así como mediante un sistema de medición de fibra óptica según la reivindicación 8. Aspectos adicionales, detalles, ventajas y características de la presente invención resultan de las reivindicaciones dependientes, de la descripción, así como de los dibujos adjuntos.

35 Un primer aspecto se refiere a un procedimiento para la compensación de señales parásitas en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica que comprende: facilitar un sistema de medición de fibra óptica para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente, irradiación de una señal sinusoidal modulada en intensidad en el sistema de medición, detección de una señal parásita dentro del sistema de medición, generación de una señal de supresión en oposición de fase con respecto a la señal parásita, y acoplamiento de la señal de supresión en oposición de fase en el sistema de medición para la extinción de la señal parásita. Un aspecto adicional se refiere a un sistema de medición de fibra óptica para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente, que comprende una fuente de señal, una distancia medida con una fibra óptica, un detector, y un sistema electrónico de evaluación, en donde el sistema de medición está diseñado para compensar al menos una señal parásita dentro de la fibra óptica mediante generación y acoplamiento activo de una señal de supresión en oposición de fase en el sistema de medición.

Las figuras adjuntas ilustran formas de realización y sirven junto con la descripción de la explicación de los principios de la invención. Los elementos de los dibujos se corresponden unos con otros y no están necesariamente reproducidos a escala. Los mismos números de referencia designan partes similares que se corresponden entre sí.

50 la figura 1 muestra un sistema de medición según el estado de la técnica.

la figura 2 muestra una medición en el sistema de medición de la figura 1.

55 la figura 3 muestra una medición adicional en el sistema de medición de la figura 1.

la figura 4 muestra un sistema de medición según ejemplos de realización.

la figura 5 muestra un sistema de medición adicional según ejemplos de realización.

La figura 1 muestra la estructura a modo de ejemplo de una estructura de medición I-OFDR 90, en la que se basan las siguientes observaciones y consideraciones que sirven de base para la invención según los ejemplos de realización.

5 En ella, una fibra 110 de sensor está conectada con un equipo 120 para realizar una medición de reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente (medición I-OFDR). El equipo 120 comprende un aparato para la medición de la función de transmisión compleja, por ejemplo, un analizador de redes, normalmente un vector-analizador 122 de redes, que está conectado con una fuente 124 de láser, normalmente una fuente de láser de onda continua (cw). El analizador 122 de redes genera una señal de salida sinusoidal con la frecuencia f . Por medio de esta señal se efectúa, por ejemplo, a través de un modulador electroóptico (EOM) una modulación de amplitud de la luz de láser. A este respecto el vector-analizador 122 de redes puede ajustar continuamente la frecuencia de modulación f en un intervalo de frecuencia predeterminado con etapas de frecuencia especificadas (también denominado “*sweep*” (barrido)). Por ejemplo, un intervalo de frecuencia de 1 MHz a 500 MHz puede recorrerse en etapas de 1 MHz. Es decir, se utiliza una señal HF para la modulación de amplitudes del rendimiento óptico de la fuente de láser de onda continua que se alcanza con un modulador 127 de intensidad electroóptico (EOM) del tipo Mach-Zehnder que se hace funcionar en el punto de cuadratura. La luz emitida por la fuente 124 de láser y después modulada se acopla entonces a través de un circulador óptico 126 a la fibra 110 de sensor. El circulador 126 desacopla además la señal reflejada o dispersa en la fibra 110 de sensor y la transmite a un fotodiodo o un fotodetector 128. Toda la luz retrodispersa y retroreflejada en esa fibra se detecta por el fotodiodo o el fotodetector. El fotodetector 128 transforma la señal óptica del circulador 126 a una señal eléctrica y emite esta señal S al vector-analizador 122 de redes. El vector-analizador 122 de redes determina ahora mediante la señal S la función de transmisión de todo el sistema, es decir, de todos los componentes ópticos y eléctricos en el sistema de medición incluyendo la fibra 110. Con el equipo 120, y normalmente con el vector-analizador 122 de redes está conectada una unidad 130 de valoración para averiguar una extensión de la fibra de sensor 110. La unidad 130 de valoración está configurada para llevar a cabo un procedimiento según los ejemplos de realización de la presente invención. En particular la unidad 130 de valoración puede ser un ordenador que esté configurado con programas para llevar a cabo un procedimiento de este tipo. La unidad 130 de valoración puede estar conectada con una unidad de salida (no mostrada), por ejemplo, una pantalla o una impresora. La extensión averiguada por la unidad de valoración 130 puede visualizarse o emitirse después en la unidad de salida. Una transformada de Fourier-inversa (IFFT) rápida de la señal de entrada en el vector-analizador 122 de redes produce la respuesta de dominio de tiempo de la fibra.

Una medición de la función de transmisión $H(j\omega_m)$ global mediante el vector-analizador 122 de redes comprende no sólo la función de transmisión $H'(j\omega_m)$ deseada de la fibra 110, sino que es un producto de las respuestas de frecuencia de los componentes ópticos y eléctricos individuales en la ruta de señal:

$$H'(j\omega_m) = H(j\omega_m) \cdot H_{VNA}(j\omega_m) \cdot H_{EOM}(j\omega_m) \cdot H_{PD}(j\omega_m) \cdot \dots \quad (1.1)$$

35 Han de esperarse las desviaciones máximas de la función de transmisión ideal por los componentes eléctricos (vector-analizador de redes, modulador electroóptico, fotodetector, cable HF, etc.). Para determinar estas interferencias de la función de transmisión, se lleva a cabo una medición de calibración $H_{cal}(j\omega_m)$ con la misma estructura, en donde el fotodetector 128 sustituye la fibra 110.

$$H_{cal}(j\omega_m) = H_{VNA}(j\omega_m) \cdot H_{EOM}(j\omega_m) \cdot H_{PD}(j\omega_m) \cdot \dots \quad (1.2)$$

40 La función de transmisión calibrada de la fibra 110 sola puede calcularse solo entonces mediante la división de la función de transmisión medida mediante la función de transmisión de calibración.

$$H(j\omega_m) = \frac{H'(j\omega_m)}{H_{cal}(j\omega_m)} \quad (1.3)$$

45 La respuesta de dominio de tiempo $h(z)$ de la fibra 110 se obtiene mediante el cálculo de la transformada de Fourier inversa (IFFT). Esto puede conseguirse, por ejemplo, mediante la aplicación de la función IFFT simétrica del software Matlab en la función de transmisión normalizada a cero y seleccionada con una ventana.

El margen dinámico de un sistema I-OFDR es la diferencia de intensidad máxima entre el nivel del pico máximo de dispersión/reflexión en la fibra 110, y el nivel de ruido de la respuesta de dominio de tiempo. Las reflexiones intensas en la fibra delimitan por tanto el nivel de la luz de retrodispersión mínimo todavía mensurable.

50 Una característica caracterizadora adicional de un sistema I-OFDR 100 es el nivel de retrodispersión mínimo mensurable. La sensibilidad del sistema I-OFDR está unida estrechamente a la relación señal-ruido (SNR) del sistema de medición. Para mediciones con fibras 110 de dispersión generalmente débiles la sensibilidad o el nivel de retrodispersión mínimo mensurable es más bien un factor más limitativo que el margen dinámico.

Las figuras 2 y 3 muestran mediciones de las propiedades características de una configuración I-OFDR. El gráfico en la figura 2 muestra una curva de medición limitada mediante la sensibilidad de una fibra de modo único de dispersión reducida. La figura 3 muestra una medición delimitada por el margen dinámico con la misma fibra, aunque con solo una reflexión intensa al final de la fibra.

5 Tal como puede verse por la figura 3 el margen dinámico del sistema I-OFDR (tomado como ejemplo) se limita básicamente a aproximadamente 40 dB. Los pequeños sucesos de dispersión durante la presencia simultánea de reflexiones intensas por tanto no pueden descomponerse o medirse. Para resolver esta desventaja básica del planteamiento de dominio de frecuencia en comparación con el trabajo en el dominio de tiempo se propone en este caso una supresión de reflexión activa. Este planteamiento incluye la generación de una señal armónica adicional con exactamente la misma intensidad que la señal de reflexión no deseada que va a suprimirse para cada frecuencia de medición empleada, en donde la señal de supresión sin embargo en cada caso presenta un desplazamiento de fase π . Ambas señales, es decir, la señal parásita y la señal de supresión, se neutralizan por tanto mutuamente cuando se superponen.

15 Para implementar esta técnica en ejemplos de realización es necesaria una configuración con dos generadores de señales independientes. La figura 4 muestra la implementación para la generación eléctrica de una señal de supresión para una señal parásita. La figura 5 muestra un ejemplo para la implementación óptica de la técnica de supresión. Ambas se explican a continuación.

Durante la medición de una función de transmisión del sistema I-OFDR se generan las señales de modulación de tensión armónicas

$$20 \quad u_m(f_m, t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_m \cdot t) \quad (3.1)$$

para todas las frecuencias de modulación $\omega_m = 2\pi \cdot f_m$ con una amplitud A. La señal de portadora $c(t)$ óptica de la fuente 124 de láser cw está modulada proporcionalmente en intensidad y se acopla en la fibra 110. La señal óptica modulada en intensidad puede describirse entonces como

$$25 \quad x_m(f_m, t) = c(t) \cdot [1 + u_m(f_m, t)] \quad (3.2)$$

Dado que la detección de limitación de banda se lleva a cabo alrededor de la frecuencia de modulación y la tensión de modulación y la intensidad óptica son proporcionales, las señales de tensión de banda base registradas y filtradas también son directamente proporcionales a la modulación de entrada $u_m(f_m, t)$.

30 Se supone que una reflexión intensa individual en la en la posición z en la fibra limita la sensibilidad de la medición por retrodispersión mediante la superación del margen dinámico del sistema, de modo que la dispersión de Rayleigh distribuida débilmente de la fibra no puede registrarse, véase la figura 3. Las señales recibidas en la conexión de entrada $u'(f_m, t)$ son superposiciones lineales de las señales $u_r(f_m, t)$ de retrodispersión débiles y de las señales parásitas $u_d(f_m, t, \tau_d)$ intensas de la reflexión:

$$u'(f_m, t) = u_r(f_m, t) + u_d(f_m, t, \tau_d) \quad (3.3)$$

35 El tiempo τ_d de tránsito es el retardo que experimenta la señal $u_m(f_m, t)$ cuando se expande a lo largo de las rutas de señal eléctricas y ópticas en el camino de ida y de vuelta respecto a la posición z en la fibra antes de su detección como $u_d(f_m, t, \tau_d)$. τ_d puede determinarse mediante el retardo de tiempo de reflexión en una medición no calibrada de la fibra.

$$h'(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H'(j\omega_m)\} \quad (3.4)$$

40 También la intensidad de reflexión a_d de la señal parásita se deriva solo del máximo de la reflexión en la representación de dominio de tiempo $h'(t)$. Se emplea más tarde para calcular la amplitud necesaria de la señal de supresión generada.

La señal parásita que se detecta por la reflexión para todas las frecuencias de modulación medidas en la entrada del VNA es

$$45 \quad u_d(f_m, t, \tau_d) \sim a_d \cdot \cos(2\pi \cdot f_m \cdot (t + \tau_d)) \quad (3.5)$$

En el caso ideal a_d es un factor real y a continuación se trata como tal, pero en la realidad técnica es un vector complejo con desviaciones en fase y amplitud para diferentes f_m según la función de transmisión de la distancia medida. Las respuestas de frecuencia de ambas rutas de señal deben calibrarse una contra otra para obtener una supresión óptima de $u_d(f_m, t, \tau_d)$. El término calibración se introduce más adelante, en la definición de la señal de

supresión. Para suprimir la señal parásita $u_d(f_m, t, \tau_d)$ por completo debe generarse una señal de supresión con la misma frecuencia y la misma intensidad, pero con una diferencia de fase de exactamente π en el lado del registro de señal para cada frecuencia de modulación f_m y superponerse con la señal de medición $u'(f_m, t)$. Esta diferencia de tiempo Δt de la señal de supresión registrada $u_s(f_m, t)$ con respecto a la señal parásita registrada $u_d(f_m, t, \tau_d)$ es también un función de la frecuencia de modulación f_m :

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_m} \quad (3.6)$$

Para compensar diferencias de longitud de las rutas en ambos brazos de señal se determina también el tiempo de tránsito τ_s en la ruta de señal de supresión. Esto puede llevarse a cabo solo por medio de una medición de calibración de la ruta de supresión, generándose con un segundo generador de señales la señal de calibración:

$$u_{s_cal}(f_m, t) = p_{s_cal} \cdot \cos(2\pi \cdot f_m \cdot t) \quad (3.7)$$

con la intensidad de modulación en la ruta p_{s_cal} de supresión.

El retardo de ruta en la ruta τ_s a_s de señal de supresión y la amplitud a_s de la señal de calibración transmitida pueden obtenerse de los datos de dominio $h_s(t)$ de tiempo de la función de transmisión $H_s(j\omega_m)$ de la calibración de señal de supresión:

$$h_s(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_s(j\omega_m)\} \quad (3.8)$$

La diferencia de tiempo necesaria $\tau_{dif}(f_m)$ de las señales de supresión generadas $u_s(f_m, t)$ relativa a las señales de ruta de medición generadas $u_m(f_m, t)$ pueden calcularse entonces empleando

$$\tau_{dif}(f_m) = \tau_d - \tau_s + \frac{1}{2 \cdot f_m} \quad (3.9)$$

Podría describirse la señal de supresión $u_s(f_m, t, \tau_{dif})$ simplemente como una función de las fases y diferencias de fase absolutas, obtenidas de la función de transmisión $H_s(j\omega_m)$ y $u_d(f_m, t, \tau_d)$ de la medición de calibración de señal de supresión, pero el conocer los retardos τ_d y τ_s de señal absolutos permite la compensación de posibles variaciones de tiempo de tránsito (por ejemplo, debido a variaciones de temperatura o carga de tensión en la fibra 110). El seguimiento de variaciones de la señal registrada durante la medición permite la determinación de derivas de tiempo de tránsito-compensación de tiempo real mediante la adaptación de $\tau_{dif}(f_m)$.

Para suprimir la señal parásita perfectamente no sólo deben determinarse las diferencias de tiempo de tránsito de ambas rutas. También las funciones de transmisión de ambas rutas de señal y sus desviaciones en la fase y amplitud deben calibrarse para cada frecuencia de modulación (f_m).

Se determinaron la función de transmisión para la ruta de supresión $H_s(j\omega_m)$ y el tiempo de tránsito τ_s . También la función de transmisión de la ruta de medición se incluye para definir la señal de supresión ideal distorsionada previamente. La función de transmisión de calibración $H_{cal}(j\omega_m)$ de la ruta de medición puede determinarse, por ejemplo, al llevarse a cabo una medición de función de transmisión de una señal óptica debilitada con el fotodetector en la posición de la fibra 110. De manera análoga el retardo de tiempo τ_{cal} de calibración y la intensidad registrada de la calibración a_{cal} pueden averiguarse a partir de la posición y amplitud máxima de la medición en el dominio de tiempo.

$$h_{cal}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_{cal}(j\omega_m)\} \quad (3.10)$$

Las señales de supresión que deben generarse para añadirse o acoplarse con la señal de la fibra en la entrada de señal $u'(f_m, t)$ en todas las frecuencias de modulación, deben distorsionarse previamente con respecto a su fase y amplitud para compensar las distintas funciones de transmisión de ambas rutas de señal antes de la detección. La función de transmisión distorsionada previamente, o también término de corrección $a(f_m)$ complejo es

$$a(f_m) = \frac{a_d}{a_{cal}} \cdot \frac{H_{cal}(j\omega_m)}{H_s(j\omega_m)} \cdot e^{i\omega_m(\tau_s - \tau_{cal})} \quad (3.11)$$

5 $a(f_m)$ comprende las funciones de transmisión de la ruta de señal de medición $H_{cal}(j\omega_m)$ y de la ruta $H_s(j\omega_m)$ de señal de supresión. Las diferencias de intensidad registradas respectivas de la medición de calibración a_{cal} y de la medición de la señal parásita a_d se tienen en cuenta para llegar en el caso de una amplitud de señal de supresión equivalente a $u_d(f_m, t, \tau_d)$. También se tiene en cuenta el desfase de retardo de tiempo debido a los diferentes tiempos de tránsito de la señal de los caminos de señal de supresión y señal de calibración ($\tau_s - \tau_{cal}$). $a(f_m)$ tiene en cuenta solo la combinación de las amplitudes y retardos de fase de ambas funciones de transmisión sin desfase de tiempo de la respuesta de impulso.

10 La señal de supresión u_s , que debe generarse para tener las mismas intensidades y fases de $u_s(f_m, t, \tau_{dif})$ y $u_d(f_m, t, \tau_d)$ para cada frecuencia de modulación en la entrada, comprende la diferencia de retardo τ_{dif} y el término de corrección complejo $a(f_m)$ y se describe como

$$u_s(f_m, t, \tau_{dif}) = |a(f_m)| \cdot p_{s_cal} \cdot \cos\left[2\pi \cdot f_m \cdot (t + \tau_{dif}) + \text{ángulo}(a(f_m))\right] \quad (3.12)$$

El ángulo $(a(f_m))$ es a este respecto el ángulo (en radián) del término de corrección complejo.

La señal resultante en la entrada del vector-analizador de redes es, por consiguiente

$$u_{\text{muerto}}(f_m, t, \tau_s) = u_r(f_m, t) + u_d(f_m, t, \tau_d) + u_s(f_m, t, \tau_{dif}) \quad (3.13)$$

15 y puede reducirse a

$$u_{\text{muerto}}(f_m, t, \tau_s) \approx u_r(f_m, t) \quad (3.14)$$

$$\text{da } u_d(f_m, t, \tau_d) + u_s(f_m, t, \tau_{dif}) \approx 0$$

20 El algoritmo se ha aclarado arriba de la manera más detallada y comprensible posible, sin embargo, su complejidad puede reducirse de manera eficiente mediante el uso de las funciones de transmisión de los caminos de señal. El retardo de tiempo de la señal de supresión no tiene que calcularse entonces explícitamente, y el término de corrección complejo se reduce a:

$$a(f_m) = \frac{a_d}{a_{cal}} \cdot \frac{H_{cal}(j\omega_m)}{H_s(j\omega_m)} \quad (3.15)$$

La señal de supresión puede describirse como

$$u_s(f_m, t, \tau_{dif}) = |a(f_m)| \cdot p_{s_cal} \cdot \cos\left[2\pi \cdot f_m \cdot \left(t + \tau_d - \tau_{cal} + \frac{1}{2 \cdot f_m}\right) + \text{ángulo}(a(f_m))\right] \quad (3.16)$$

25 Las señales de supresión se superponen o se acoplan en ejemplos de realización o en el dominio eléctrico, tras la detección mediante el fotodetector 128 (compárese la figura 4) o en el dominio óptico, compárese la figura 5. Esto puede alcanzarse mediante acoplamiento de una parte de la señal $c(t)$ de portador cw en un segundo modulador electroóptico 129, véase la figura 5, y modulación de la señal de supresión $u_s(f_m, t, \tau_{dif})$ en el soporte óptico antes de que alcance la ruta de señal de retrodispersión y la ruta de señal de supresión, y antes de la detección de $u_{\text{muerto}}(f_m, t, \tau_s)$ mediante el fotodetector 128. Aunque ambas señales se mezclan en el fotodetector, puede combinarse la interferencia de la señal de retrodispersión con la señal de supresión mediante la selección de una ruta óptica con una desigualdad entre la ruta de supresión óptica $\tau_{d(opt)}$ y la ruta de supresión óptica $\tau_{s(opt)}$, de modo que el tiempo de coherencia t_c ya se supera aún antes de que las señales se combinen en el acoplador óptico:

$$(\tau_{d(opt)} - \tau_{s(opt)}) \gg t_c \quad (3.17)$$

35 Se han descrito procedimientos para la supresión activa de reflexiones con respecto a solo una única reflexión perturbadora. Sin embargo, en ejemplos de realización puede emplearse para suprimir al mismo tiempo varias reflexiones. Para n reflexiones en el FUT con $r \in \{1, \dots, n\}$ en las posiciones z_r la señal de supresión es una superposición de n señales de supresión armónicas con distintas fases ($\tau_{dif_r} \sim \tau_{d_r} \sim z_r$) e intensidades $|a_r(f_m)| \cdot p_{s_cal}$, dependiendo de la distancia y la reflectancia

$$u_s(f_m, t, \tau_{dif_r}) = \sum_{r=1}^n |a_r(f_m)| \cdot P_{s_cal} \cdot \cos[2\pi \cdot f_m \cdot (t + \tau_{dif_r}) + \text{ángulo}(a_r(f_m))] \quad (3.18)$$

5 Mediante la realización de la técnica de supresión activa según ejemplos de realización puede aumentarse esencialmente el margen dinámico de la técnica I-OFDR. Los resultados de simulación con diferentes funciones de transmisión diferentes de los caminos de señal (incluyendo ruido de fase y de amplitud) tienen la validez de la técnica de supresión de reflexión descrita.

10 La figura 4 muestra la implementación para la generación eléctrica de una señal de supresión para una señal parásita en ejemplos de realización de un sistema 100 de medición. A este respecto, la señal de supresión u_s se genera por el vector-analizador 122 de redes según el algoritmo anteriormente descrito (compárese la figura 3.16) y en un sumador 132 se añade a la señal de salida del fotodetector 128 antes de que esta se conduzca hacia el vector-analizador 122 de redes.

15 La figura 5 muestra un ejemplo de realización de un sistema 100 de medición para la realización óptica de la técnica de supresión. A este respecto la señal u_a de supresión generada por el vector-analizador 122 de redes se usa para el control de un segundo modulador electroóptico 129. Este modula una parte de la luz $c(t)$ del láser 124 que se ha desacoplado previamente de la señal de láser. La señal parásita u_s se reúne entonces antes del o en el fotodetector 128 de nuevo con la señal de medición $u'(f_m, t)$. Para ello, la señal de la fibra 134 se guía desde el modulador electroóptico 129 con la señal de la fibra 135 que proviene del circulador óptico 126 conjuntamente hacia el fotodetector 128.

20 En ejemplos de realización de un procedimiento para la compensación de reflexiones en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica, según las realizaciones anteriormente descritas se llevan a cabo las siguientes etapas: se facilita un sistema 100 de medición de fibra óptica para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente. Durante la medición se irradia una señal sinusoidal de intensidad modulada a una fibra 110 del sistema de medición 100. Al menos se detecta una señal parásita originada mediante reflexión dentro del sistema de medición 100, y mediante superposición de una señal de supresión u_s en oposición de fase la señal parásita se suprime o se extingue. La señal de supresión compleja es normalmente igual en magnitud que la señal parásita, o en caso de varias señales parásitas a la suma vectorial de las señales parásitas.

30 A este respecto la señal de supresión superpuesta tiene normalmente una relación de fase y magnitud definida con respecto a la señal parásita. La señal de supresión en oposición de fase puede acoplarse a este respecto en ejemplos de realización o bien eléctrica u ópticamente al sistema de medición. En ejemplos de realización el circulador óptico 126 puede ser también otro elemento, por ejemplo, un acoplador bidireccional. Además, en ejemplos de realización la modulación de la luz de la fuente 124 de láser puede llevarse a cabo también mediante otros procedimientos diferentes al modulador electroóptico 127 descrito. De este modo, por ejemplo, ya el láser 124 mismo puede modularse directamente por el vector-analizador 122 de redes.

35 A este respecto se mide al menos uno de los siguientes aspectos: el tiempo de tránsito de la señal parásita, la función de transmisión de la ruta de la señal de supresión, y la función de transmisión de la ruta de la señal de medición. Para cada frecuencia f_m de medición empleada se calculan a este respecto normalmente magnitud y fase de una señal de supresión asociada a partir de los tiempos de tránsito para una señal parásita y una señal de supresión.

40 Se realiza un seguimiento de la señal de supresión normalmente en intervalos, o continuamente mediante valoración de los resultados de medición para garantizar y/u optimizar la eficacia de la supresión.

45 Un sistema 100 de medición de fibra óptica según ejemplos de realización para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente comprende generalmente una fuente de señal, una distancia medida con una fibra óptica 110, un detector 128 y un sistema electrónico de evaluación. A este respecto, el sistema de medición está diseñado para compensar señales parásitas debido a la reflexión dentro de la fibra mediante generación de una señal de supresión. Una señal parásita formada mediante reflexión o refracción dentro de la disposición de medición se detecta a este respecto, y se lleva a la extinción mediante superposición de una señal de supresión en oposición de fase.

50 A este respecto la señal de supresión puede generarse en general electrónicamente y reunirse con la señal de medición. Esto puede suceder o bien en el dominio eléctrico mediante adición, como se describe con respecto a la figura 4, u ópticamente mediante superposición de la señal de supresión con la señal de medición, como se describe con respecto a la figura 5. A este respecto, en ejemplos de realización la señal de supresión a este respecto puede generarse electrónicamente y añadirse como superposición a la señal de entrada de láser. En ejemplos de realización adicionales una parte de la luz de láser puede desacoplarse también antes del modulador electroóptico (EOM), modularse en un segundo modulador electroóptico con la señal de supresión y después acoplarse de nuevo

al sistema de medición. Esto puede llevarse a cabo, por ejemplo, como se representa en la figura 5, después del circulador 126 en la entrada del fotodetector 128.

5 La presente invención se ha explicado mediante ejemplos de realización. Estos ejemplos de realización no deberían entenderse de ninguna manera como limitativos para la presente invención. Las siguientes reivindicaciones representan un primer intento, no vinculante, de definir la invención en general.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para la compensación activa de señales parásitas debido a la reflexión en la reflectometría de dominio de frecuencia óptica, que comprende:
- 5 - facilitar un sistema (100) de medición de fibra óptica para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente,
- irradiación de una señal sinusoidal modulada en intensidad en el sistema de medición,
- 10 - detección de una señal parásita dentro del sistema de medición,
- generación de una señal de supresión en oposición de fase con respecto a la señal parásita, y
- acoplamiento de la señal de supresión en oposición de fase en el sistema (100) de medición para la extinción de la señal parásita.
- 15 2. Procedimiento según la reivindicación 1, en donde la señal de supresión acoplada tiene una relación de fase y magnitud definida con respecto a la señal parásita.
3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en donde la señal de supresión en oposición de fase se acopla o eléctrica u ópticamente en el sistema (100) de medición.
- 20 4. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en donde se mide al menos uno de los siguientes aspectos:
- el tiempo de tránsito de la señal parásita,
- la función de transmisión de la ruta de la señal de supresión
- 25 - la función de transmisión de la ruta de la señal de medición
5. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en donde para cada frecuencia de medición empleada se calcula magnitud y fase de una señal de supresión asociada.
- 30 6. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en donde la señal de supresión es una superposición de n señales de supresión armónicas con distintas fases ($\tau_{dif_r} \sim \tau_{d_r} \sim Z_r$) e intensidades $|a_r(f_m)| \cdot p_{s_cal}$ para suprimir varias señales parásitas al mismo tiempo.
7. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, en donde se realiza un seguimiento de la señal de supresión en intervalos o continuamente mediante valoración de los resultados de medición para garantizar y/u optimizar la eficacia de la supresión.
- 35 8. Sistema (100) de medición de fibra óptica para la reflectometría de dominio de frecuencia óptica incoherente, que comprende:
- una fuente (110) de señal,
- 40 una distancia medida con una fibra óptica (110),
- un detector (128),
- un sistema electrónico de evaluación,
- 45 en donde el sistema de medición está diseñado para compensar al menos una señal parásita debida a la reflexión dentro de la fibra óptica (110) mediante generación y acoplamiento activo de una señal de supresión en oposición de fase en el sistema (100) de medición.
- 50 9. Sistema de medición según la reivindicación 8, en donde el sistema de medición (100) comprende adicionalmente:
- un sistema electrónico que está diseñado para detectar una señal parásita y generar una señal de supresión en oposición de fase respecto a esta, en donde la señal de supresión se genera electrónicamente y se reúne con la señal de medición, mezclándose la señal de supresión o bien ópticamente con la señal de medición o añadiéndose eléctricamente a la señal de medición.

55

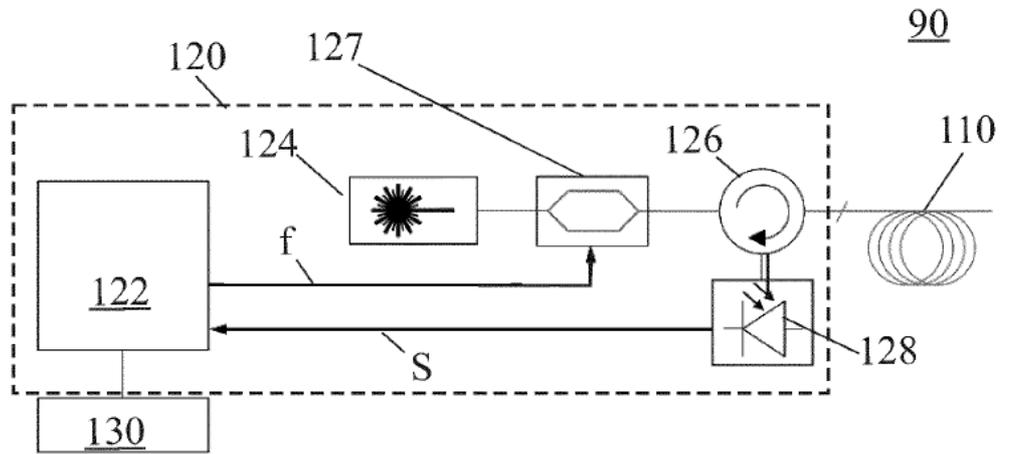


Fig. 1

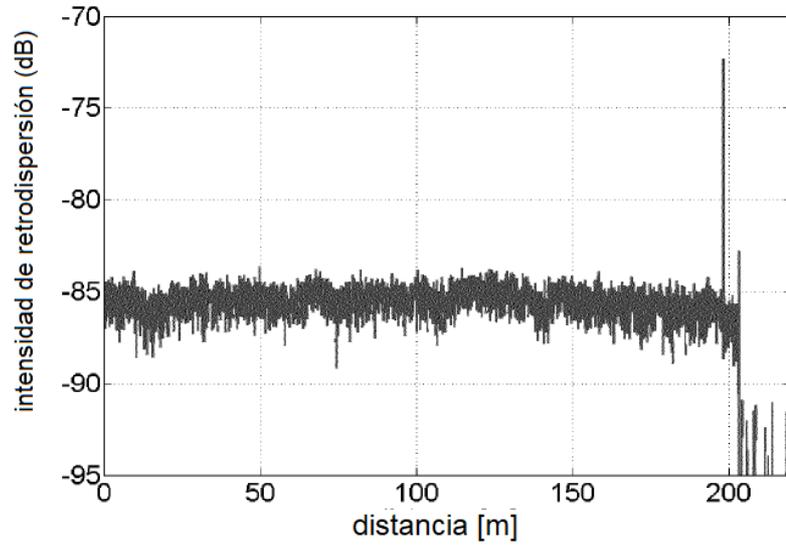


Fig. 2

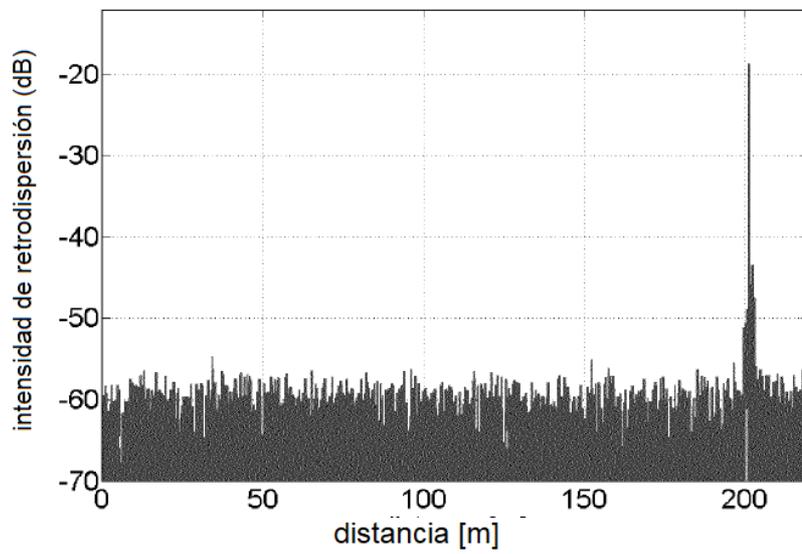


Fig. 3

