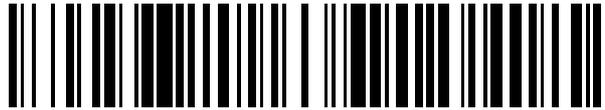


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 671 781**

51 Int. Cl.:

H04B 10/61 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **06.02.2015 PCT/EP2015/052535**

87 Fecha y número de publicación internacional: **13.08.2015 WO15118118**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.02.2015 E 15702811 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.03.2018 EP 3103202**

54 Título: **Decodificar una señal combinada de amplitud y frecuencia moduladas**

30 Prioridad:

07.02.2014 EP 14154237

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

08.06.2018

73 Titular/es:

**DECODIFICAR UNA SEÑAL COMBINADA DE
AMPLITUD Y FRECUENCIA MODULADAS
(100.0%)**

**Anker Engelundsvej 1 Building 101 A
2800 Lyngby, DK**

72 Inventor/es:

**JENSEN, JESPER BEVENSEE;
PEDERSEN, BO y
LOPEZ, ROBERTO RODES**

74 Agente/Representante:

PONS ARIÑO, Ángel

ES 2 671 781 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

Decodificar una señal combinada de amplitud y frecuencia moduladas

5 Campo de la invención

La presente descripción se refiere a codificar y decodificar una señal combinada de amplitud modulada (AM) y frecuencia modulada (FM).

10 Antecedentes de la invención

Un sistema de comunicaciones consiste en la generación, transmisión, recepción y decodificación de información, que se puede representar como una serie de estados «0» y estados «1»; y es sumamente importante para la sociedad. En los sistemas de comunicaciones ópticas que emplean láser con modulación directa se puede producir
 15 fluctuación de longitud de onda. Este es un efecto que produce que la longitud de onda óptica (o frecuencia) dependa de la potencia óptica. Dicho de otro modo, la longitud de onda (o frecuencia) de un estado «0» diferirá de la de un estado «1». La fluctuación de longitud de onda en los sistemas de comunicaciones se considera indeseable y dista de ser óptima, puesto que limita la distancia de transmisión debido a la dispersión cromática en la fibra de transmisión, lo cual convierte la fluctuación de frecuencia inducida por la fluctuación de longitud de onda en
 20 ampliación de tiempo, que a su vez da lugar a que los símbolos vecinos se superpongan y, de este modo, se decodifiquen erróneamente. Como consecuencia, no se prefiere la modulación con fluctuación de longitud de onda en los sistemas de comunicaciones ópticas. Más bien, los moduladores o láseres se fabrican de forma tal que la fluctuación de longitud de onda se suprima lo suficiente para que se puedan utilizar en sistemas de comunicaciones ópticas.

25 El funcionamiento sin fluctuación de longitud de onda requiere láseres que controlen la fluctuación o moduladores externos, los cuales son costosos, consumen más energía y generan más calor. Por otra parte, los moduladores o láseres con fluctuación de longitud de onda cuestan menos. Por lo tanto, si los moduladores con fluctuación de longitud de onda se pueden tolerar mejor en, por ejemplo, los sistemas de comunicaciones ópticas, es beneficioso
 30 desde el punto de vista económico.

Existen soluciones que permiten que los moduladores con fluctuación de longitud de onda se utilicen en sistemas de comunicaciones ópticas, pero estos tienen medios para compensar la fluctuación de longitud de onda. Esto significa que, por ejemplo, es preciso implementar filtros o soluciones de hardware más complejas de tal forma que se elimine
 35 el ensanchamiento de línea dinámico y, por ende, no se aproveche.

Lo que falta es un sistema de comunicaciones que no solo tolere la modulación con fluctuación de longitud de onda sino que saque provecho del ensanchamiento de línea dinámico inherente a la modulación con fluctuación de longitud de onda.

40 En los sistemas de comunicaciones ópticas, hay dos técnicas de detección conocidas:

- Detección directa
- Detección coherente

45 La detección directa es únicamente la detección de amplitud mientras que la detección coherente es la detección de tanto amplitud como fase. La detección coherente ofrece muchas ventajas en comparación con la detección directa, incluyendo mayor sensibilidad que la detección directa y, por ende, se prefiere cada vez más en sistemas de comunicaciones de largo alcance (red principal) donde el coste de los transceptores es compartido por una gran
 50 cantidad de usuarios en comparación con las redes de acceso y metropolitanas que son muy sensibles al coste de los transceptores. No obstante, la detección coherente requiere información de la fase de portadora puesto que la señal es demodulada por un oscilador local (OL) controlado por un bucle de enganche de fase que sirve como una referencia de fase absoluta. El funcionamiento con bucles de enganche de fase impone requisitos estrictos en el sistema. Dos requisitos conocidos para los bucles de enganche de fase son los siguientes:

- 55 • Sincronización entre el OL y el codificador
- Ancho de línea óptica reducido del OL y el codificador

Si estos requisitos no se cumplen, la detección coherente no funciona correctamente. El bucle de enganche de fase
 60 se puede hacer o bien en el dominio óptico (analógico) o en el dominio digital con procesamiento digital de señales

(PDS). Con independencia de cómo se implemente el bucle de enganche de fase, la detección coherente necesita funcionar siempre con láseres costosos con anchos de línea óptica reducidos.

5 En el documento Optical Communication, 1988, Fourteenth European Conference on (14ª Conferencia Europea sobre Comunicaciones Ópticas) (Publ. de conf. Nº 292), pág. 57-60, vol. 2, "4 to 5 Gb/s phase diversity homodyne detection experiment", de Emura K. *et al.* se describe un receptor óptico coherente para detección de señales ópticas ASK y FSK, donde la rectificación de la señal detectada se lleva a cabo mediante detección de envolvente.

10 Se describen sistemas similares en Electronics Letters, 1984, "Novel Optical FSK Heterodyne single filter detection system using a direct modulated DFB-laser diode", pág. 1022-1023, vol. 20, Nº. 24, de Emura K. *et al.*, en IEEE Photonics Technology Letters, 1989, "Novel FSK heterodyne sinale-filter detection system using no IF frequency lock", pág. 140-141, vol. 1, Nº 6, de Chung Y C *et al.*, y en la patente europea EP 0 145 972 A1.

15 En los sistemas de comunicaciones ópticas futuras para redes metropolitanas y de acceso, existe una necesidad de desarrollar una técnica de detección que proporcione una solución de bajo coste.

Resumen de la invención

20 Para abordar y solucionar los problemas y necesidades descritos anteriormente, la presente descripción se refiere a un sistema de comunicaciones que utiliza y aprovecha la fluctuación de longitud de onda. De manera específica, la presente descripción se refiere a un sistema de comunicaciones que proporciona codificación y decodificación en un sistema de comunicaciones, donde es posible eliminar un bucle de enganche de fase y de este modo proporcionar una solución de bajo coste para los sistemas de comunicaciones ópticas.

25 La presente descripción describe la señalización empleando modulación de amplitud combinada (AM) y modulación de frecuencia (FM) combinadas, tal y como se obtiene con un láser con fluctuación de longitud de onda, y la decodificación de esta señal codificada AM y FM combinada, que comprende las etapas de: combinar dicha señal óptica codificada con luz proveniente de un oscilador local configurado con una frecuencia de oscilador local; convertir la señal óptica codificada y de oscilador local combinada en una o más señales eléctricas mediante al
30 menos un convertidor opto-eléctrico con un ancho de banda de frecuencia predefinido, proporcionando de este modo una señal eléctrica codificada y amplificada que tiene una o más corriente(s) de señal codificada, donde un tipo de estado tiene una frecuencia oscilación más elevada que otro tipo de estado; rectificar la(s) corriente(s) de señal codificada, obteniendo de este modo un espectro de potencia codificada, donde dicho espectro de potencia tiene distintos estados, tales como estados «0» y estados «1», con distintos niveles de potencia de tal modo que
35 puedan ser discriminados, estando dicha frecuencia de oscilador local definida por una desviación de frecuencia de oscilador local positiva desde la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, y dicha desviación de frecuencia de oscilador local se selecciona para que dependa de dicho ancho de banda de frecuencia.

La presente descripción describe la señalización, que comprende las etapas de codificar la señal óptica mediante
40 modulación de amplitud y frecuencia, y decodificar la señal AM y FM combinada, y donde la codificación o decodificación de una señal AM y FM combinada usa dos o más niveles. Normalmente se utilizan dos niveles, tales como estados «0» y estados «1», de modo que los distintos estados estén separados en frecuencia y amplitud, pero un sistema de comunicaciones también puede emplear un alfabeto que comprende más de dos estados. Esto se denomina normalmente «formato de modulación avanzado», «formato de modulación de orden superior» o «formato
45 de modulación multinivel». La ventaja radica en que utilizando más de dos estados, es posible codificar más de un bit de información en un único símbolo. A modo de ejemplo, un sistema que emplea cuatro niveles de amplitud podrá codificar dos bits por símbolo, un sistema que emplea cuatro niveles de frecuencia podrá codificar dos bits por símbolo, y un sistema que emplea de manera independiente cuatro niveles de amplitud y cuatro niveles de frecuencia podrá codificar cuatro bits por símbolo. Además de amplitud y frecuencia, la información también se
50 puede codificar en la fase de la portadora, en la polarización de la portadora, como variaciones de impulso-ancho o como variaciones de posición de impulso.

La presente descripción también proporciona un sistema de detección para codificar una señal óptica codificada AM y FM combinada que comprende al menos dos tipos distintos de estados, tales como estados «0» y estados «1»,
55 que comprende: un oscilador local configurado con una frecuencia de oscilador local; un dispositivo de acoplamiento configurado para acoplar la señal óptica codificada con luz proveniente del oscilador local; uno o más convertidores opto-eléctricos con un ancho de banda de frecuencia predefinido, configurados para proporcionar una señal eléctrica codificada y amplificada que tiene una o más corrientes de señal codificada donde un tipo de estado tiene una frecuencia de oscilación más elevada que otro tipo de estado; un rectificador configurado para rectificar dicha(s)
60 corriente(s) de señal para proporcionar un espectro de potencia, donde dicho espectro de potencia tiene distintos

estados, tales como estados «0» y estados «1», con distintos niveles de potencia de tal modo que puedan ser discriminados, estando definida dicha frecuencia de oscilador local por una desviación de frecuencia de oscilador local positiva desde la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, y dicha desviación de frecuencia de oscilador local se selecciona para que dependa de dicho ancho de banda de frecuencia.

5

De manera adicional, el detector puede comprender un filtro de paso bajo configurado para reducir la potencia residual de un tipo de estado relativamente a otro tipo de estado, tales como estados «0» y estados «1», con distintos niveles de potencia que puedan discriminarse más fácilmente.

10 Por consiguiente, la presente descripción además se refiere a un sistema de comunicaciones ópticas que comprende al menos un transmisor y al menos un receptor que comprende el sistema de detector descrito en la presente memoria.

Listado de figuras

15

La **Fig. 1** muestra una realización de un espectro de una señal AM y FM combinada antes de que la luz proveniente del oscilador local se combine con la señal.

La **Fig. 2** muestra una realización de un espectro de una señal AM y FM combinada antes y después de que la luz proveniente del oscilador local se combine con la señal, también denominado batido.

20 La **Fig. 3** muestra una realización de un nivel de señal antes de la rectificación.

La **Fig. 4** muestra una realización de un nivel de señal después de la rectificación y del filtrado de paso bajo.

La **Fig. 5** muestra realizaciones de rectificación de media onda y de onda completa de una señal de RF.

La **Fig. 6** muestra una realización de la presente descripción.

La **Fig. 7** muestra un ejemplo de desintonización de un oscilador local de acuerdo con la presente invención utilizando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (de extremo a extremo).

25 La **Fig. 8** muestra un ejemplo de desintonización de un oscilador local de acuerdo con la presente invención utilizando un fotodiodo con un ancho de banda 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (de extremo a extremo).

La **Fig. 9** muestra un ejemplo de desintonización de un oscilador local de acuerdo con la presente invención utilizando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (100 km SSMF (Fibra

30 Monomodo Estándar)).

La **Fig. 10** muestra un ejemplo de desintonización de un oscilador local de acuerdo con la presente invención utilizando un fotodiodo con un ancho de banda 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (100 km SSMF).

La **Fig. 11** muestra un ejemplo de cómo la sensibilidad del receptor a una TEB de $10e-9$ depende de la desintonización del OL.

35 La **Fig. 12** muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM depende de la tensión cresta a cresta de la señal de datos utilizada para excitar el VCSEL.

La **Fig. 13** muestra un ejemplo de cómo la tasa de extinción de AM depende de la tensión cresta a cresta de la señal de datos utilizada para excitar el VCSEL.

40 La **Fig. 14** muestra un ejemplo de la amplitud de excitación óptima y cambio de FM resultante a 5 Gbps de extremo a extremo y después de transmisión de 100 km SSMF como una función de ancho de banda DP.

La **Fig. 15** muestra un ejemplo de cómo la frecuencia del nivel cero (F0) y nivel uno (F1) depende de la amplitud de excitación.

La **Fig. 16** muestra un ejemplo de cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F1 varía con la amplitud de excitación para un fotodiodo de 5 Gbps y 7,5 Ghz (de extremo a extremo).

45 La **Fig. 17** muestra un ejemplo de cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F1 varía con la amplitud de excitación para un fotodiodo de 5 Gbps y 7,5 Ghz (100 km SSMF).

La **Fig. 18** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo, 5 Gbps.

50 La **Fig. 19** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo, 5 Gbps.

La **Fig. 20** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km, 5 Gbps.

La **Fig. 21** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km, 5 Gbps.

55 La **Fig. 22** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 80 km, 5 Gbps.

La **Fig. 23** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 80 km, 5 Gbps.

La **Fig. 24** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo, 10 Gbps.

60

La **Fig. 25** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo, 10 Gbps.

La **Fig. 26** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km, 10 Gbps.

5 La **Fig. 27** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km, 10 Gbps.

La **Fig. 28** muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM óptimo depende del ancho de banda del fotodetector y de la distancia de transmisión para sistemas de 5 Gbps.

10 La **Fig. 29** muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM óptimo depende del ancho de banda del fotodetector y de la distancia de transmisión para sistemas de 10 Gbps.

Descripción detallada de la invención

Eliminación de bucle de enganche de fase

15

Puesto que la detección coherente en sí misma requiere un bucle de enganche de fase de un oscilador local, la presente descripción puede considerarse diferente de la detección coherente (síncrona). La presente descripción más bien puede definirse como detección asíncrona, refiriéndose a que el oscilador local puede funcionar sin un bucle de enganche de fase o puede funcionar sin ser sincronizado con la señal. Mientras que los sistemas de

20

detección coherente incluyen alguna clase de bucles de enganche de fase, ya sea analógicos o digitales, la presente descripción no requiere ni bucles de enganche de fase analógicos ni digitales. Por lo tanto, una ventaja de la presente descripción es la capacidad de eliminar la necesidad de bucles de enganche de fase analógicos/digitales.

25

En la presente descripción, el bucle de enganche de fase puede eliminarse aprovechando ventaja de la fluctuación de longitud de onda. La presente descripción utiliza una señal de amplitud y frecuencia moduladas, como la que se obtiene con un modulador con fluctuación de longitud de onda, y de modo que, en combinación con la decodificación de la señal AM y FM combinada, pueda eliminar la necesidad de un bucle de enganche de fase. La FM se encarga de dividir los niveles en distintas frecuencias, mientras que la AM se encarga de dividir los niveles en distintas potencias. Por lo tanto, combinar la señalización AM y FM implica que a la señal codificada se le proporciona información adicional sobre los distintos estados codificados por la señal FM. La combinación de rectificación y la

30

señal AM y FM combinada es la que puede eliminar la necesidad de un bucle de enganche de fase. Si bien se creía que los sistemas de comunicaciones con fluctuación de longitud de onda proporcionaban una solución deficiente, la presente descripción aprovecha la fluctuación de longitud de onda y proporciona una solución óptima para los sistemas de comunicaciones con fluctuación de longitud de onda con mayor sensibilidad de receptor, selectividad de longitud de onda (canal), y un rendimiento de transmisión mejorado. De esta forma, la presente descripción se

35

refiere a un sistema de comunicaciones que ofrece las ventajas de detección coherente, es decir, mayor sensibilidad de receptor, selectividad de longitud de onda (canal), y rendimiento de transmisión mejorado. Asimismo, la presente descripción se refiere a un sistema de comunicaciones sin las desventajas de la detección coherente; la presente descripción funciona con modulación de fluctuación de longitud de onda y no requiere un bucle de enganche de fase, ni analógico ni digital. Como consecuencia, es entonces posible utilizar láseres de bajo coste con anchos de

40

línea amplios como el oscilador local, pero también como el transmisor/codificador AM y FM, por lo que se reduce el coste general, en particular para sistemas de comunicaciones ópticas futuras. A modo de ejemplo, la presente descripción puede proporcionar un procedimiento y un sistema para detección asíncrona utilizando un láser emisor de superficie de cavidad vertical (VCSEL, por su sigla en inglés) como oscilador local (para decodificar) y un VCSEL con modulación directa como transmisor o modulador (para codificar). Utilizar un oscilador local que funciona sin un

45

bucle de enganche de fase puede permitir que haya un procedimiento y un sistema donde no se necesite implementar un algoritmo o hardware complejos para bucles de enganche de fase.

En una realización es posible utilizar un oscilador local que funciona con un bucle de enganche de fase. Utilizado de este modo, el receptor se transforma en un detector coherente. Utilizar un oscilador local que funciona con un bucle

50

de enganche de fase y la transmisión AM y FM combinada puede incluso proporcionar un sistema y un procedimiento que produce una tolerancia a la dispersión cromática mejorada y una tasa de extinción mejorada. Por consiguiente, que el oscilador local funcione sin un bucle de enganche de fase no es un requisito sino más bien una ventaja.

55 *Conversión opto-eléctrica*

En una realización de la presente invención, la etapa de convertir la señal óptica en una o más señales eléctricas se proporciona por medio de al menos un convertidor opto-eléctrico que tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido.

60

Tolerancia de tasa de extinción de amplitud limitada

- Utilizar dispositivos con modulación directa puede proporcionar la capacidad de funcionar a una tasa de extinción de amplitud limitada en el transmisor. Puesto que parte de la potencia residual en un estado puede reducirse adicionalmente o eliminarse mediante filtrado de paso bajo, la presente descripción puede ser más tolerante a la tasa de extinción de amplitud limitada.

Eliminación de compensación de dispersión

- Una ventaja de la presente descripción puede ser la capacidad de funcionar con la fluctuación de longitud de onda dinámica elevada de los láseres con modulación directa. Puesto que el ensanchamiento de espectro inducido por fluctuación de longitud de onda puede eliminarse mediante el proceso de acoplamiento con el OL, rectificación y filtrado de paso bajo, es posible mejorar la distancia de transmisión que se puede conseguir utilizando láseres con fluctuación de longitud de onda. Otra ventaja de la presente descripción puede ser la capacidad de reducir el espectro producido por dispersión cromática. Por lo tanto, la tolerancia a la dispersión cromática puede mejorarse respecto de procedimientos de detección directa. Otra ventaja de la presente descripción puede ser la capacidad de eliminar la necesidad de compensación de dispersión analógica/digital.

Filtrado de paso bajo

- El efecto típico de un filtro de paso bajo es eliminar el rizado de una señal y, por lo tanto, la función del filtro de paso bajo también puede ser limpiar la señal como en una configuración convencional. En algunas realizaciones, es el filtro de paso bajo en combinación con la señal AM y FM combinada lo que permite que sea posible funcionar con una tasa de extinción de amplitud limitada y también funcionar con la fluctuación de longitud de onda dinámica elevada de los láseres con modulación directa. El filtrado de paso bajo puede aplicarse de manera digital o analógica.

Detección de umbral

- En una realización, se puede requerir aplicar un umbral al espectro de potencia de modo que se detecten automáticamente distintos estados, tales como estados «0» y estados «1». De esta forma, puede ser posible obtener información sobre los estados codificados. La detección de umbral puede implementarse utilizando un módulo de detección de umbral, también denominado circuito de decisión. La detección de umbral puede aplicarse de manera digital o analógica.

Acoplamiento

- El dispositivo de acoplamiento puede ser un acoplador de 3 dB, un acoplador de 6 dB o un híbrido de 90 grados o dispositivo similar. Es posible usar diversos acopladores o híbridos, pero el acoplador de 3 dB es en general más simple que un híbrido de 90 grados y, por ende, se prefiere un acoplador de 3 dB. El convertidor o convertidores opto-eléctricos pueden ser fotodiodos.

Rectificación

- El rectificador es un dispositivo configurado para llevar a cabo rectificación. El rectificador y la rectificación son parte de la decodificación. La rectificación puede aplicarse de manera digital o analógica. Utilizar un rectificador puede proporcionar complejidad informática y/o hardware reducidos y, por consiguiente, disminuir el coste general. Por ejemplo, el rectificador puede utilizarse sin un convertidor analógico/digital (A/D). Por ende, una ventaja de la presente descripción es la capacidad de eliminar la necesidad de convertidores analógicos/digitales (A/D). La rectificación puede llevarse a cabo como rectificación de media onda de modo que se elimine ya sea la parte positiva o negativa de la señal. La rectificación de media onda puede ser posible con una puerta con función de transferencia no lineal. Una puerta puede polarizarse de modo que, por ejemplo, la parte negativa de la señal sea inferior que el umbral de la puerta. La rectificación también se puede llevar a cabo como rectificación de onda completa, como, por ejemplo, un elemento de transformación de señal cuadrada, donde todos los valores negativos se convierten a valores positivos. Como se describe, la rectificación puede ser transformación en señal cuadrada. Esto se puede llevar a cabo en hardware o software. En el caso de que se implemente en software, se puede implementar un convertidor analógico/digital antes de procesarse en un procesador digital de señales (PDS). Una alternativa a la transformación en señal cuadrada puede obtenerse aplicando la transformada de Hilbert a la señal. No obstante, se pueden aplicar muchas otras soluciones. Entre los ejemplos de rectificadores analógicos se encuentran las puertas XOR y los puentes de diodos. Tanto las puertas XOR como los puentes de diodos permiten el procesamiento de

señales en tiempo real sin PDS, y, por ende, se pueden preferir en lugar de un PDS.

Sensibilidad

5 Una ventaja de la presente descripción puede ser que proporciona una mejora de rendimiento similar a la de la detección coherente pudiendo funcionar con una entrada de 10-15 dB menos que con detección directa. Este rendimiento se puede conseguir debido a la amplificación desde el oscilador local.

Codificación

10 En una realización de la presente descripción, la señal se codifica mediante uno o más dispositivos AM y FM simultáneos, tales como un láser con fluctuación de longitud de onda y/o un láser con modulación directa, en particular un DML o un VCSEL. Por lo tanto, el transmisor está configurado para generar una señal AM y FM combinada mediante uno o más dispositivos AM y FM combinados, tales como un láser con fluctuación de longitud
15 de onda, en particular un DML o un VCSEL. Tanto los DML como los VCSEL tienen un ancho de línea amplio y en general no son costosos.

En otra realización de la presente descripción, la señal se codifica mediante uno o más dispositivos AM separados y uno o más dispositivo(s) FM separado(s) de modo que esto permita que se utilicen más formatos de modulación
20 avanzados con más niveles de amplitud y frecuencia. Por lo tanto, el transmisor está configurado para generar una señal AM y FM combinada mediante uno o más dispositivos AM separados y mediante uno o más dispositivos FM separados.

Con independencia de cómo se genera la señal AM y FM combinada, la modulación de frecuencia se encarga de
25 que los distintos estados se conviertan a distintas frecuencias, mientras que la modulación de amplitud se encarga de separar los distintos estados en amplitud, proporcionando de este modo, de manera conveniente, información adicional de los distintos estados, lo cual no está incluido en los sistemas convencionales.

Las distintas frecuencias, es decir, los distintos estados, están separados por una separación de frecuencia, también
30 denominada cambio de FM. Por consiguiente, el cambio de FM se define como la separación de frecuencia entre los dos estados de la señal de frecuencia modulada (FM). A modo de ejemplo, el cambio de FM es la diferencia entre los estados «0» y el estado «1» de la señal AM-FM combinada, es decir, la señal óptica.

En una realización de la presente invención, la modulación de frecuencia está configurada de modo que la
35 separación de frecuencia, es decir, el cambio de FM, entre los estados en la señal óptica sea menos de 15 GHz, o menos de 14 GHz, o menos de 13 GHz, o menos de 12 GHz, o menos de 11 GHz, o menos de 10 GHz.

En otra realización de la presente invención, la modulación de frecuencia está configurada de modo que la
40 separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica dependa del ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico.

Incluso en otra realización de la presente invención, la modulación de frecuencia está configurada de modo que la
45 separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica sea proporcional con un factor de proporcionalidad al ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico.

En una realización preferida de la presente invención, el factor de proporcionalidad está entre 0,2 y 1,4, tal como
entre 0,4 y 1,2, tal como entre 0,8 y 1,2, tal como entre 0,9 y 1,1, tal como 1.

En algunas realizaciones de la presente invención, el factor de proporcionalidad depende de la distancia de
50 transmisión.

En otras realizaciones de la presente invención, el factor de proporcionalidad depende de la velocidad de
transmisión, definida por la velocidad de transferencia de datos, medida en Gbps.

55 La señal

En una realización, la señal es una señal óptica. En algunas realizaciones, la señal puede ser una señal de RF. Asimismo, la señal puede ser una señal en un espacio libre o en una fibra óptica. Además, la señal puede comprender uno o más canales de longitud de onda.

60

En una realización más preferida de la presente invención, la señal, por ejemplo, la señal óptica está configurada con una tasa de extinción de AM entre 3 dB y 6 dB, preferiblemente entre 4 dB y 5 dB, más preferiblemente alrededor de 4,5 dB. Utilizar dicha configuración puede, por ejemplo, permitir llevar a cabo una configuración simple del sistema de transmisión.

5

El oscilador local

En una realización, el oscilador local es un láser sin sistemas de refrigeración, tal como un DML y/o un VCSEL. Si bien los láseres sin sistemas de refrigeración no son costosos, también se puede utilizar un láser con control de temperatura de coste elevado como oscilador local. El oscilador local puede ser sintonizado a una frecuencia o a una longitud de onda de la señal. Esta puede ser una configuración en banda o fuera de banda. En una configuración en banda, el OL se sintoniza a una frecuencia o longitud de onda dentro de un espectro de la señal. En una configuración fuera de banda, el OL se sintoniza a una frecuencia o longitud de onda fuera de un espectro de la señal. De esta forma, se puede conseguir selectividad de longitud de onda utilizando el oscilador local. Utilizar el oscilador local como selector de longitud de onda implica que la presente descripción se puede usar sin filtros. Sin embargo, los canales de longitud de onda pueden filtrarse mediante uno o más filtros ópticos. Sintonizando el oscilador local a una frecuencia, donde se sitúa un tipo de estado, el estado puede convertirse a una frecuencia superior que puede ser inferior que otro estado convertido a una frecuencia superior. En general, la señal puede convertirse a una frecuencia superior que sea igual a la diferencia de frecuencia instantánea entre la de la señal y la del OL. En algunas realizaciones, la sintonización puede depender del sistema; en particular, la sintonización puede depender de la temperatura. Por lo tanto, una sintonización a un estado determinado puede incluir sintonizar el OL a una frecuencia o longitud de onda dentro o fuera del espectro.

El oscilador local puede utilizarse como medio de selectividad de longitud de onda, similar a la detección coherente, eliminando de este modo la necesidad de un filtro óptico antes del detector.

25

En una realización de la presente invención, el oscilador local tiene una frecuencia superior que uno de los estados, donde uno de los estados es un estado con la amplitud más elevada.

En otra realización de la presente invención, la desviación de frecuencia del oscilador local es mayor que el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

30

Incluso en otra realización de la presente invención, la desviación de frecuencia del oscilador local se selecciona para que sea de 1 a 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico, más preferiblemente alrededor de 1,2 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En la presente memoria, «alrededor» se entiende como una desviación de hasta el 20 %.

35

Detección de errores

En otra realización, la detección de errores se puede implementar de manera ventajosa para verificación del sistema. La detección de errores se puede implementar utilizando un módulo de detección de errores, tal como un medidor de la tasa de error en bits.

40

Independencia de la polarización

45

En una realización de la presente descripción, puede ser preferible obtener independencia de la polarización, por ejemplo, si se implementa en sistemas comerciales. Existen varios procedimientos para obtener independencia de la polarización. Un procedimiento puede ser utilizar un receptor de diversidad de la polarización, que puede incluir dividir la señal y luz del oscilador local en dos polarizaciones ortogonales, obteniendo de este modo cuatro canales, y luego combinar estos cuatro canales. Otra forma de obtener independencia de la polarización puede ser utilizar codificación de la polarización. Se pueden utilizar varios otros procedimientos. Una tercera forma de obtener independencia de la polarización puede ser mediante control de polarización adaptativa, lo cual implica alinear la polarización de la señal con la de la luz. Como alternativa, la independencia de la polarización se puede obtener alineando la polarización de la luz con la de la señal. En una realización preferida esto se puede llevar a cabo de manera automática. Por ejemplo, esto se podría conseguir escaneando y controlando la polarización del OL. Como alternativa, se puede conseguir escaneando y controlando de manera automática la polarización de la señal, donde el escaneo y control pueden incluir una maximización de la señal combinada. En una configuración manual, la polarización de la señal o luz se puede polarizar con la de la luz o señal utilizando un controlador manual de la polarización.

50

55

60

EJEMPLOS

Ejemplo 1 - Espectro antes de combinación con OL:

5 La **Fig. 1** muestra una realización de un espectro de una señal AM y FM combinada antes de que la luz proveniente del oscilador local se combine con la señal. El espectro tiene dos picos correspondientes a un estado «0» **0** y un estado «1» **1**. El estado «0» **0** está separado del estado «1» **1** tanto en frecuencia como en amplitud. La tasa de extinción es la relación de potencia entre el estado «0» y el estado «1».

10 **Ejemplo 2 - Espectro después de combinación con OL:**

La **Fig. 2** muestra una realización de un espectro de una señal AM y FM combinada antes y después de que la luz proveniente del oscilador local se combine con la señal, también denominado batido. Se puede observar que el oscilador local está sintonizado a una frecuencia donde está situado el estado «1» **1**. El OL está sintonizado cercano
 15 a pero no exactamente al estado «1» **1**. El estado «1» se convierte a una frecuencia superior que es inferior que el estado «0» **0** convertido a una frecuencia superior. La tasa de extinción es la relación de potencia entre el estado «0» **0** y el estado «1» **1**. Resulta interesante observar que después del batido de la señal con la luz proveniente del oscilador local, seguido de la rectificación de la señal, el estado «0» se rebaja, proporcionando de este modo una tasa de extinción mejorada. Cuando la señal está en el estado «1» **1**, la amplitud es elevada, y la frecuencia de oscilación es baja. Cuando la señal está en el estado «0» **0**, la amplitud es baja y la frecuencia de oscilación es alta.
 20

Ejemplo 3 - Señal antes de rectificación:

La **Fig. 3** muestra una realización de un nivel de señal antes de la rectificación. Esta señal se obtiene utilizando un
 25 híbrido de 90 grados de modo que la señal comprenda componentes en fase y en cuadratura. A partir de esta señal, los componentes en fase y en cuadratura de la señal no proporcionan información acerca de la señal por sí mismos.

Ejemplo 4 - Señal después de rectificación:

30 La **Fig. 4** muestra una realización de un nivel de señal después de la rectificación y del filtrado de paso bajo. Esta señal se obtiene utilizando un híbrido de 90 grados de modo que la señal comprenda componentes en fase y en cuadratura. Los componentes en fase y en cuadratura se combinan con una señal única y luego se rectifican. A partir de esta señal, la señal rectificada proporciona información acerca de la señal. La información referente al estado «0» y al estado «1» es significativa y se puede determinar utilizando detección de umbral.
 35

Ejemplo 5 - Rectificación:

La **Fig. 5** muestra realizaciones de rectificación de media onda y de onda completa de una señal de RF. Utilizar
 40 rectificación de media onda implica que la mitad de la señal se borra.

Ejemplo 6 - Un sistema:

La **Fig. 6** muestra una realización de la presente descripción. Una señal codificada AM/FM combinada (**2**) está junto
 45 con luz proveniente de un oscilador local (**3**), combinada dentro de un acoplador (**4**) en dos convertidores electro-ópticos (**5**), que convierten la señal en dos señales eléctricas y las pasan a un rectificador (**6**), donde las señales eléctricas se decodifican.

Ejemplo 7 - Desintonización del oscilador local utilizando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (de extremo a extremo):

50 La **Fig. 7** muestra un ejemplo de cómo la tasa de error en bits (TEB) depende de la potencia de entrada del receptor para diversas frecuencias de oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, se muestra la relación para extremo a extremo. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es 5 GHz, que es igual a la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se hallan los valores óptimos de la frecuencia de OL y amplitud de
 55 excitación. La amplitud de excitación se fija en este valor óptimo y la frecuencia de OL varía alrededor de su valor óptimo. Por consiguiente, la sensibilidad del receptor a una TEB de 10e-9 puede, por ejemplo, hallarse para una desintonización determinada. Este ejemplo muestra que el convertidor opto-eléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. En consecuencia, el ancho de banda de frecuencia predefinido para el fotodiodo es proporcional a la velocidad binaria del sistema, y en este ejemplo, el factor de proporcionalidad es 1.
 60

Ejemplo 8 - Desintonización del oscilador local utilizando un fotodiodo con un ancho de banda 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (de extremo a extremo):

La **Fig. 8** muestra un ejemplo de cómo la tasa de error en bits (TEB) depende de la potencia de entrada del receptor para diversas frecuencias de oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, se muestra la relación para extremo a extremo. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es 7,5 GHz, que es 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se hallan los valores óptimos de la frecuencia de OL y amplitud de excitación. La amplitud de excitación se fija en este valor óptimo y la frecuencia de OL varía alrededor de su valor óptimo. Por consiguiente, la sensibilidad del receptor a una TEB de $10e-9$ puede, por ejemplo, hallarse para una desintonización determinada. Este ejemplo muestra que el convertidor opto-eléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. En consecuencia, el ancho de banda de frecuencia predefinido para el fotodiodo es proporcional a la velocidad binaria del sistema, y en este ejemplo, el factor de proporcionalidad es 1,5.

Ejemplo 9 - Desintonización del oscilador local utilizando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (100 km SSMF):

La **Fig. 9** muestra un ejemplo de cómo la tasa de error en bits (TEB) depende de la potencia de entrada del receptor para diversas frecuencias de oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, se muestra la relación para extremo a extremo. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es 5 GHz, que es igual a la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se hallan los valores óptimos de la frecuencia de OL y amplitud de excitación. La amplitud de excitación se fija en este valor óptimo y la frecuencia de OL varía alrededor de su valor óptimo. Por consiguiente, la sensibilidad del receptor a una TEB de $10e-9$ puede, por ejemplo, hallarse para una desintonización determinada. Este ejemplo muestra que el convertidor opto-eléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. En consecuencia, el ancho de banda de frecuencia predefinido para el fotodiodo es proporcional a la velocidad binaria del sistema, y en este ejemplo, el factor de proporcionalidad es 1.

Ejemplo 10 - Desintonización del oscilador local utilizando un fotodiodo con un ancho de banda 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (100 km SSMF):

La **Fig. 10** muestra un ejemplo de cómo la tasa de error en bits (TEB) depende de la potencia de entrada del receptor para diversas frecuencias de oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, se muestra la relación para extremo a extremo. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es 7,5 GHz, que es 1,5 veces la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se hallan los valores óptimos de la frecuencia de OL y amplitud de excitación. La amplitud de excitación se fija en este valor óptimo y la frecuencia de OL varía alrededor de su valor óptimo. Por consiguiente, la sensibilidad del receptor a una TEB de $10e-9$ puede, por ejemplo, hallarse para una desintonización determinada. Este ejemplo muestra que el convertidor opto-eléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. En consecuencia, el ancho de banda de frecuencia predefinido para el fotodiodo es proporcional a la velocidad binaria del sistema, y en este ejemplo, el factor de proporcionalidad es 1,5.

Ejemplo 11 - Penalización de desintonización del OL:

La **Fig. 11** muestra un ejemplo de cómo la sensibilidad del receptor a una TEB de $10e-9$ depende de la desintonización del OL. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, la dependencia se basa en los datos de las Fig. 7-10. Este ejemplo muestra que utilizar un fotodiodo con un ancho de banda 1,5 veces la velocidad binaria del sistema mejora la sensibilidad del receptor. Esta mejora es más pronunciada en el caso de baja dispersión (extremo a extremo). En consecuencia, este ejemplo ha demostrado que la desintonización del OL se incrementa aumentando el ancho de banda del fotodiodo. Además, la dispersión cambia la desintonización del OL, que pasa de ser simétrica alrededor de la frecuencia de OL óptima a ser más tolerante a valores de desintonización positivos que negativos. Las tolerancias de 1 dB se incluyen en la tabla que aparece debajo del gráfico.

Ejemplo 12 - Modulación de frecuencia (cambio de FM) vs. amplitud de excitación del VCSEL:

La **Fig. 12** muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM depende de la tensión cresta a cresta de la señal de datos utilizada para excitar el VCSEL. Se modela el ejemplo como se muestra. Como se observa en el gráfico de la Fig. 12, existe una relación lineal entre el cambio de FM y la amplitud de excitación del VCSEL. Se ha descubierto que la relación es independiente de la velocidad binaria.

Ejemplo 13 - Tasa de extinción de AM vs. amplitud de excitación del VCSEL:

La **Fig. 13** muestra un ejemplo de cómo la tasa de extinción de AM depende de la tensión cresta a cresta de la señal

de datos utilizada para excitar el VCSEL. Se modela el ejemplo como se muestra. Como se observa en el gráfico de la Fig. 13, existe una relación lineal entre la tasa de extinción de AM y la amplitud de excitación del VCSEL. Se ha descubierto que la relación es independiente de la velocidad binaria.

5 Ejemplo 14 - Cambio de FM óptimo vs. ancho de banda DP:

La Fig. 14 muestra un ejemplo de la amplitud de excitación óptima y el cambio de FM resultante a 5 Gbps extremo a extremo y después de transmisión de 100 km SSMF como una función de ancho de banda DP. Se modela el ejemplo como se muestra. Se puede observar que para dispersión baja (extremo a extremo), el cambio de FM óptimo es casi igual que el ancho de banda. Para dispersión alta (100 km SSMF), el cambio de FM óptimo es casi constante con ancho de banda DP en aumento. La ventaja de un cambio de FM elevado se contrarresta con una penalización de dispersión en aumento debido al mayor ancho de banda de señal óptica para cambio de FM elevado.

15 Ejemplo 15 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia de nivel 1:

La Fig. 15 muestra un ejemplo de cómo la frecuencia del nivel cero (F_0) y nivel uno (F_1) depende de la amplitud de excitación. Se modela el ejemplo como se muestra. La frecuencia se normaliza a la frecuencia del VCSEL no modulado, es decir, $F_0=F_1=0$. Tanto F_0 como F_1 dependen de manera lineal de la amplitud de excitación. F_1 se mueve hacia frecuencias más elevadas, mientras que F_0 se mueve hacia frecuencias más bajas. La frecuencia de centro entre ellos se mueve ligeramente hacia frecuencias más bajas. Esto se debe a la fluctuación adiabática de longitud de onda producida por el calentamiento del VCSEL debido a la potencia RMS de la señal de excitación del VCSEL. En una realización de la presente invención, el cambio de frecuencia de centro se elimina mediante un VCSEL con control de temperatura.

25 Ejemplo 16 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F_1 (extremo a extremo):

La Fig. 16 muestra un ejemplo de cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F_1 varía con la amplitud de excitación para un fotodiodo de 5 Gbps y 7,5 GHz (de extremo a extremo). Se modela el ejemplo como se muestra. Se puede observar que el OL debería sintonizarse para tener una desviación constante desde F_1 independientemente de la amplitud de excitación y, por ende, también independiente del cambio de FM.

35 Ejemplo 17 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F_1 (100 km SSMF):

La Fig. 17 muestra un ejemplo de cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde la frecuencia central de señal y F_1 varía con la amplitud de excitación para un fotodiodo de 5 Gbps y 7,5 GHz (100 km SSMF). Se modela el ejemplo como se muestra. Se puede observar que la frecuencia del OL es casi la misma para todas las amplitudes de excitación y, por ende, para todos los valores del cambio de FM. Dicho de otro modo, este ejemplo muestra lo contrario al ejemplo proporcionado en el ejemplo 16. A partir de este ejemplo, se puede observar que la frecuencia del OL óptima depende de la dispersión.

45 Ejemplo 18 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F_1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria (extremo a extremo, 5 Gbps):

La Fig. 18 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL desde F_1 óptima depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 7,5 GHz, y la desviación está entre 7-9 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,9 y 1,2 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, se ha demostrado que para dispersión baja, la desviación de frecuencia del OL óptima es independiente de la tasa de extinción de AM.

Ejemplo 19 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria (extremo a extremo, 5 Gbps):

5 La **Fig. 19** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 10 GHz, y la desviación está entre 9,5-12,5 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,95 y 1,25 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, se ha demostrado que para dispersión baja, la desviación de frecuencia del OL óptima es independiente de la tasa de extinción de AM.

Ejemplo 20 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria (40 km SSMF, 5 Gbps):

La **Fig. 20** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 7,5 GHz, y la desviación está entre alrededor de 7-10 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,9 y 1,35 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. En otras palabras, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, se ha demostrado que para dispersión relativamente baja, la desviación de frecuencia del OL óptima es independiente de la tasa de extinción de AM.

Ejemplo 21 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria (40 km SSMF, 5 Gbps):

La **Fig. 21** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 10 GHz, y la desviación está entre alrededor de 9-13 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,9 y 1,3 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. En otras palabras, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, se ha demostrado que para dispersión relativamente baja, la desviación de frecuencia del OL óptima es independiente de la tasa de extinción de AM.

Ejemplo 22 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria (80 km SSMF, 5 Gbps):

La **Fig. 22** muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 80 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados

en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 7,5 GHz, y la desviación está entre alrededor de 5-9 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,6 y 1,2 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 0,5 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 23 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria (80 km SSMF, 5 Gbps):

La Fig. 23 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 80 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 10 GHz, y la desviación está entre alrededor de 7-12 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,7 y 1,2 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 0,5 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 24 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria (extremo a extremo, 10 Gbps):

La Fig. 24 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 15 GHz, y la desviación está entre alrededor de 15-21 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 1 y 1,4 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 25 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria (extremo a extremo, 10 Gbps):

La Fig. 25 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de extremo a extremo. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 20 GHz y la desviación está entre alrededor de 18-29 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre 0,9 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. En otras palabras, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 26 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria (40 km SSMF, 10 Gbps):

La Fig. 26 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando

un ancho de banda de fotodiodo de 1,5 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 15 GHz, y la desviación está entre alrededor de 13-21 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre aproximadamente 0,9 y 1,4 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. En otras palabras, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,5 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 27 - Desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 como una función del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria (40 km SSMF, 10 Gbps):

La Fig. 27 muestra cómo la desviación de frecuencia del OL óptima desde F1 depende del cambio de FM utilizando un ancho de banda de fotodiodo de 2 veces la velocidad binaria para un sistema de SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Los resultados para distintas tasas de extinción de AM fijas también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo, se muestra que la frecuencia del oscilador local se selecciona para que tenga una desviación predefinida desde, preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente el estado con la mayor amplitud. Asimismo se muestra que la desviación depende del ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico es 20 GHz y la desviación está entre alrededor de 22-32 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, la desviación se selecciona para que sea entre aproximadamente 1,1 y 1,6 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico. A partir de este ejemplo, se puede observar que la desviación de frecuencia del OL óptima varía poco con el cambio de FM. Dicho de otro modo, en este ejemplo, la desviación varía poco en el intervalo entre alrededor de 1 y 1,6 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico.

Ejemplo 28 - Cambio de FM óptimo como una función de ancho de banda del fotodetector y de distancia de transmisión (5 Gbps):

La Fig. 28 muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM óptimo depende del ancho de banda del fotodetector y de la distancia de transmisión para sistemas de 5 Gbps. A partir de este ejemplo, se puede observar que la modulación de frecuencia se configura de forma tal que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica dependa del ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico, en particular la modulación de frecuencia se configura de forma tal que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica sea proporcional con un factor de proporcionalidad al ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico. Para el sistema de extremo a extremo, el factor de proporcionalidad es aproximadamente 1,2, mientras que para un sistema de SSMF de 40 km, el factor de proporcionalidad es aproximadamente 1 y para un sistema de SSMF de 80 km, el factor de proporcionalidad es aproximadamente 0,8. Por lo tanto, es posible observar que la dispersión reduce el cambio de FM óptimo.

Ejemplo 29 - Cambio de FM óptimo como una función de ancho de banda del fotodetector y de distancia de transmisión (10 Gbps):

La Fig. 29 muestra un ejemplo de cómo el cambio de FM óptimo depende del ancho de banda del fotodetector y de la distancia de transmisión para sistemas de 10 Gbps. A partir de este ejemplo, se puede observar que la modulación de frecuencia se configura de forma tal que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica depende del ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico, en particular la modulación de frecuencia se configura de forma tal que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica sea proporcional con un factor de proporcionalidad al ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico. Para el sistema de extremo a extremo, el factor de proporcionalidad es aproximadamente 0,8, mientras que para un sistema de SSMF de 40 km, el factor de proporcionalidad es aproximadamente 0,4. Por lo tanto, es posible observar que la dispersión reduce el cambio de FM óptimo. Además, un ancho de banda de fotodetector mayor aumenta el cambio de FM óptimo.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para decodificar una señal óptica codificada (2) que comprende al menos dos estados distintos, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1), siendo la señal óptica de frecuencia y amplitud moduladas de forma tal que los distintos estados están separados en frecuencia y amplitud, comprendiendo el procedimiento las etapas de:
- combinar dicha señal óptica codificada con luz proveniente de un oscilador local (3) configurado con una frecuencia de oscilador local;
 - convertir la señal óptica codificada y de oscilador local combinada en una o más señales eléctricas mediante al menos un convertidor opto-eléctrico (5) con un ancho de banda de frecuencia predefinido, proporcionando de este modo una señal eléctrica codificada y amplificada que tiene una o más corrientes de señal codificada, donde un tipo de estado tiene una frecuencia de oscilación mayor que otro tipo de estado;
 - rectificar la(s) corriente(s) de señal codificada(s), obteniendo de este modo un espectro de potencia codificado, donde dicho espectro de potencia tiene distintos estados, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1), con distintos niveles de potencia de modo que puedan ser discriminados, estando dicha frecuencia de oscilador local definida por una desviación de frecuencia de oscilador local positiva desde la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, **caracterizada porque** dicha desviación de frecuencia de oscilador local se selecciona para que sea entre 1 y 1,5 veces el ancho de banda de frecuencia predefinido del convertidor opto-eléctrico (5).
2. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, donde dicho espectro de potencia se filtra mediante un filtro de paso bajo, reduciendo de este modo la potencia residual de un tipo de estado respecto de otro tipo de estado.
3. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde dicho espectro de potencia se aplica con detección de umbral, de modo que se detecten automáticamente distintos estados, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1).
4. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde dicho uno de los estados es un estado con la mayor amplitud.
5. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde dicho oscilador local (3) funciona sin un bucle de enganche de fase.
6. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde dicha desviación de frecuencia del oscilador local es mayor que el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico (5).
7. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde dicha desviación de frecuencia del oscilador local se selecciona para que sea aproximadamente 1,2 veces el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico (5).
8. Un procedimiento para transmitir una señal óptica, que comprende las etapas de:
- codificar la señal óptica mediante modulación de amplitud y frecuencia, y
 - decodificar la señal AM y FM combinada de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-7, y donde dicha codificación o decodificación de una señal AM y FM combinada usa dos o más niveles.
9. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, donde dicha señal se codifica mediante uno o más dispositivos AM y FM simultáneos, tal como un láser con fluctuación de longitud de onda, en particular un DML o un VCSEL.
10. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, donde dicha señal se codifica mediante uno o más dispositivos AM separados y uno o más dispositivos FM separados.
11. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes 8-10, donde dicha señal óptica está configurada con una tasa de extinción de AM entre 3 dB y 6 dB, preferiblemente entre 4 dB y 5 dB, más preferiblemente alrededor de 4,5 dB.
12. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes 8-11, donde dicha modulación de frecuencia está configurada de modo que la separación de frecuencia entre los estados en la señal

óptica sea menos de 15 GHz, o menos de 14 GHz, o menos de 13 GHz, o menos de 12 GHz, o menos de 11 GHz, o menos de 10 GHz.

13. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes 8-12, donde dicha modulación de frecuencia está configurada de modo que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica dependa del ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico.

14. El procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes 8-13, donde dicha modulación de frecuencia está configurada de modo que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica sea proporcional con un factor de proporcionalidad al ancho de banda de frecuencia del convertidor opto-eléctrico (5).

15. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 14, donde dicho factor de proporcionalidad está entre 0,2 y 1,4, tal como entre 0,4 y 1,2, tal como entre 0,8 y 1,2, tal como entre 0,9 y 1,1, tal como 1.

16. Un sistema de detector para decodificar una señal óptica codificada AM y FM combinada (2) que comprende al menos dos tipos de estado distintos, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1), que comprende:

- un oscilador local (3) configurado con una frecuencia de oscilador local;
- un dispositivo de acoplamiento (4) configurado para acoplar la señal óptica codificada (2) con luz proveniente del oscilador local;
- uno o más convertidores opto-eléctricos (5) con un ancho de banda de frecuencia predefinido, configurados para proporcionar una señal eléctrica codificada y amplificada que tiene una o más corrientes de señal codificada donde un tipo de estado tiene una frecuencia de oscilación mayor que otro tipo de estado;
- un rectificador (6) configurado para rectificar dicha corriente o corrientes de señal para proporcionar un espectro de potencia, donde dicho espectro de potencia tiene distintos estados, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1), con distintos niveles de potencia de modo que puedan ser discriminados,

estando dicha frecuencia de oscilador local definida por una desviación de frecuencia de oscilador local positiva desde la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, **caracterizada porque** dicha desviación de frecuencia de oscilador local se selecciona para que sea entre 1 y 1,5 veces el ancho de banda de frecuencia predefinido del convertidor opto-eléctrico.

17. El sistema de detector de acuerdo con la reivindicación 16, que además comprende un filtro de paso bajo configurado para reducir la potencia residual de un tipo de estado relativamente a otro tipo de estado, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1), con distintos niveles de potencia que pueden discriminarse más fácilmente.

18. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 16-17, que además comprende un módulo de detección de umbral configurado para la detección de umbral de dicho espectro de potencia, de modo que se detecten automáticamente distintos estados, tales como estados «0» (0) y estados «1» (1).

19. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 17-18, donde el oscilador local (3) es un láser sin sistemas de refrigeración, tal como un DML y/o un VCSEL.

20. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 17-18, donde el oscilador local (3) es un láser con control de temperatura, tal como un DML y/o un VCSEL.

21. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 16-20, donde dicho uno de los estados es un estado con la mayor amplitud.

22. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 16-21, donde dicha desviación de frecuencia del oscilador local es mayor que el ancho de banda del convertidor opto-eléctrico (5).

23. El sistema de detector de acuerdo con las reivindicaciones 16-21, donde dicha desviación de frecuencia del oscilador local se selecciona para que sea aproximadamente 1,2 veces el ancho de banda del convertidor o convertidores opto-eléctricos (5).

24. Un sistema de comunicaciones ópticas que comprende al menos un transmisor y al menos un receptor que comprende el sistema de detector de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 16-23.

25. El sistema de comunicaciones ópticas de acuerdo con la reivindicación 24, donde dicho transmisor está configurado para generar una señal AM y FM combinada mediante uno o más dispositivos AM y FM combinados, tales como un láser con fluctuación de longitud de onda, en particular un DML o un VCSEL.
- 5 26. El sistema de comunicaciones ópticas de acuerdo con las reivindicaciones 24-25, donde dicho transmisor está configurado para generar una señal AM y FM combinada mediante uno o más dispositivos AM separados y mediante uno o más dispositivos FM separados.
- 10 27. El sistema de comunicaciones ópticas de acuerdo con las reivindicaciones 24-26, donde el transmisor está configurado para llevar a cabo el procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 8-15 y/o donde el receptor está configurado para llevar a cabo el procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-7.

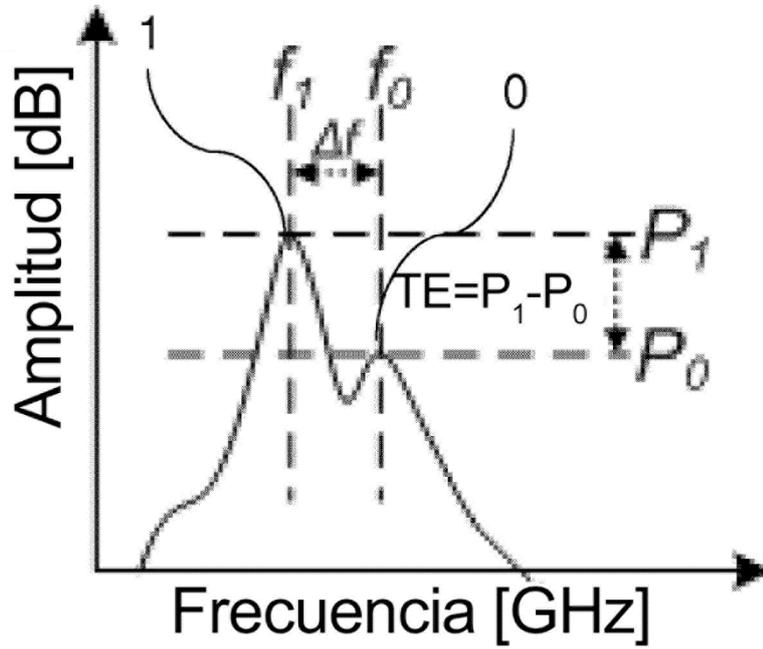


Fig. 1

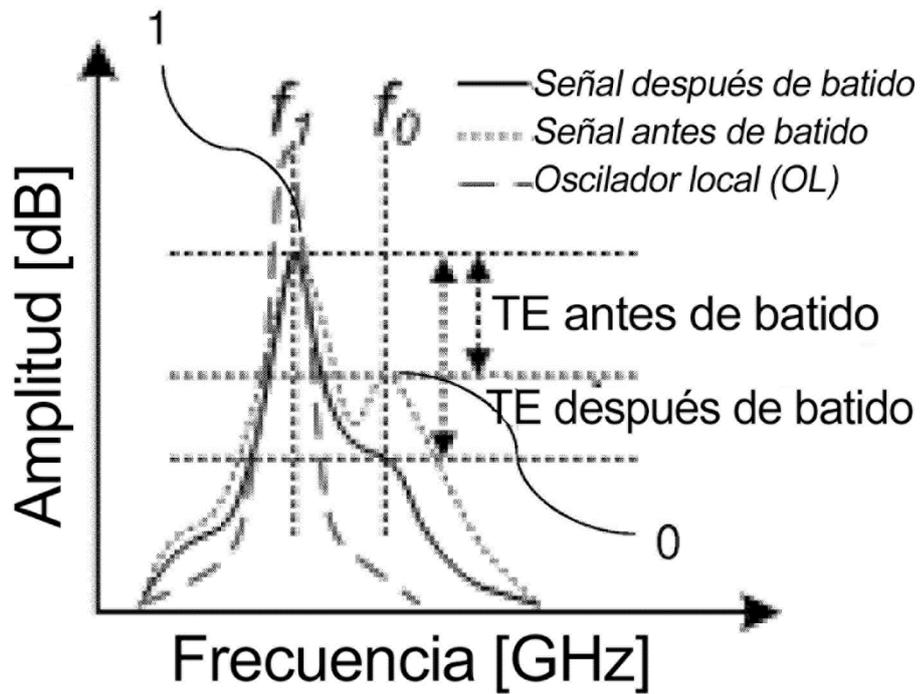


Fig. 2

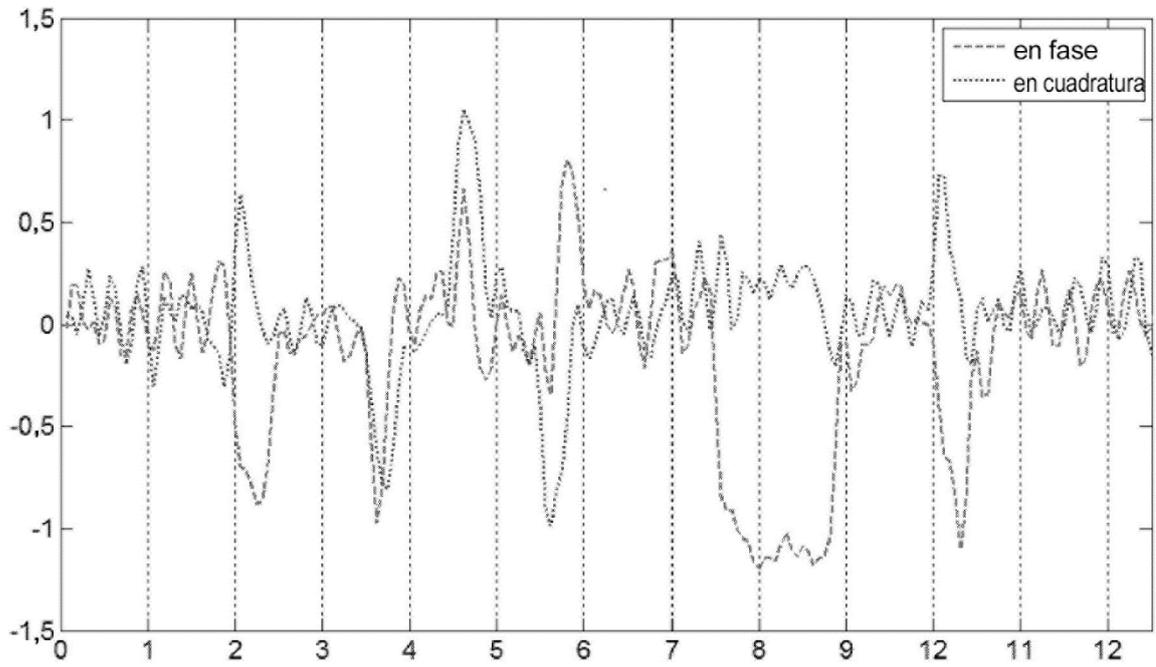


Fig. 3

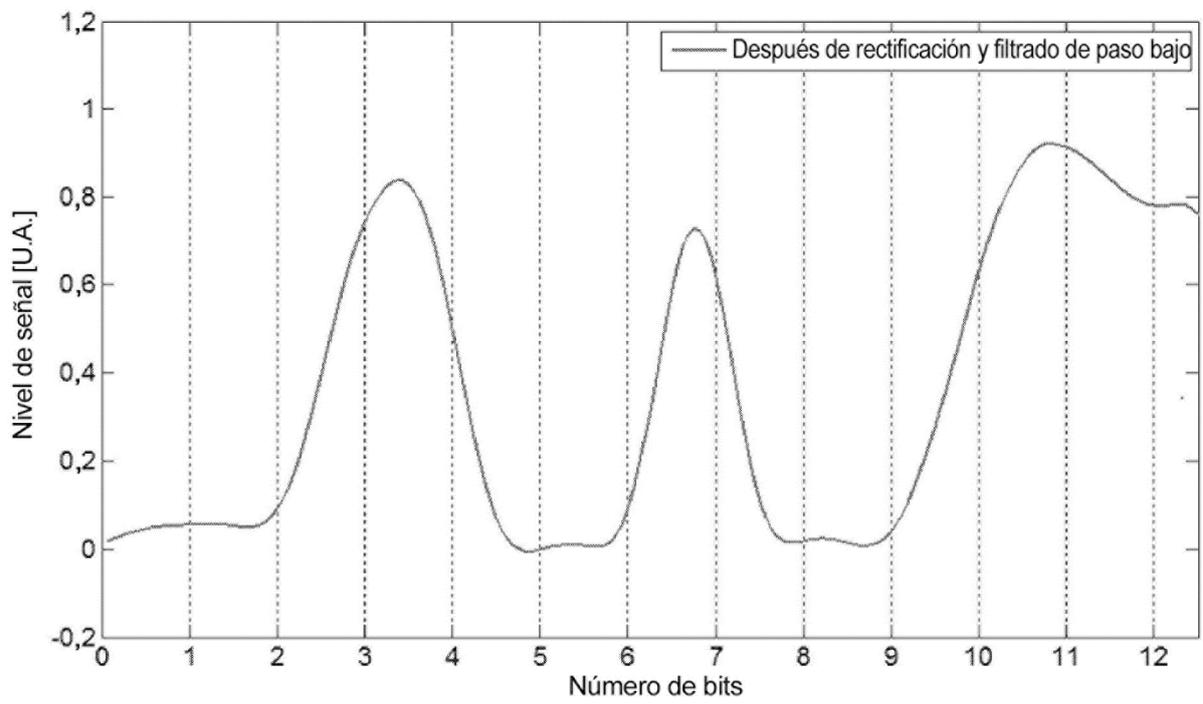


Fig. 4

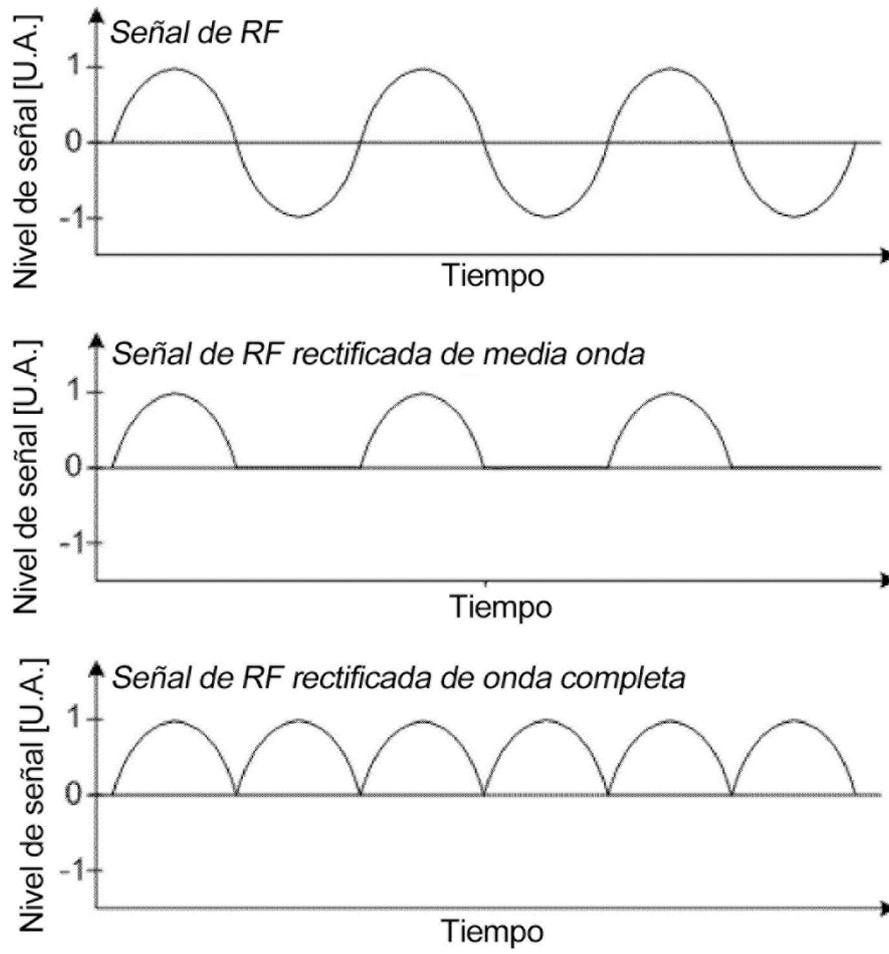


Fig. 5

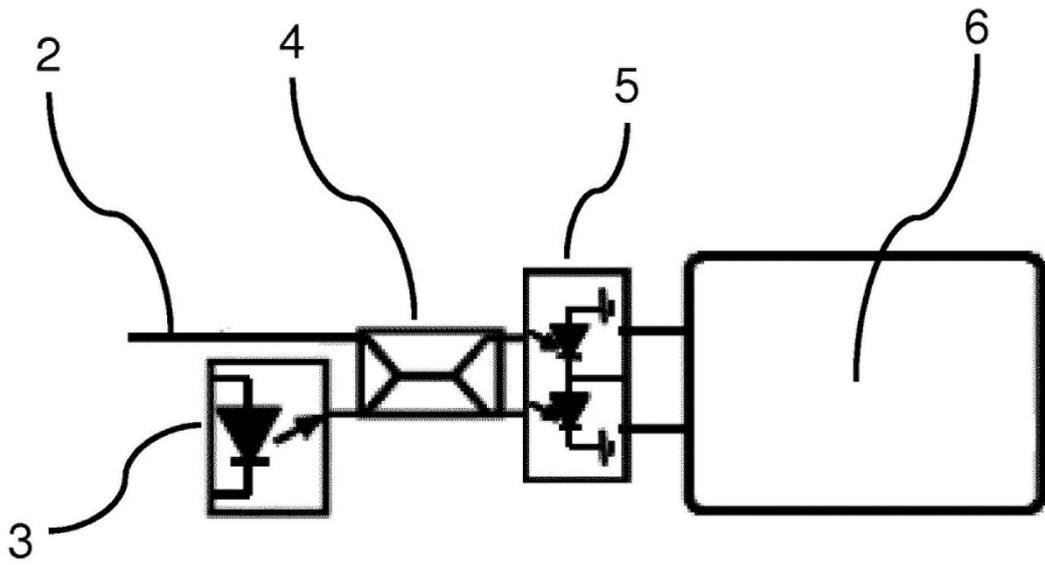


Fig. 6

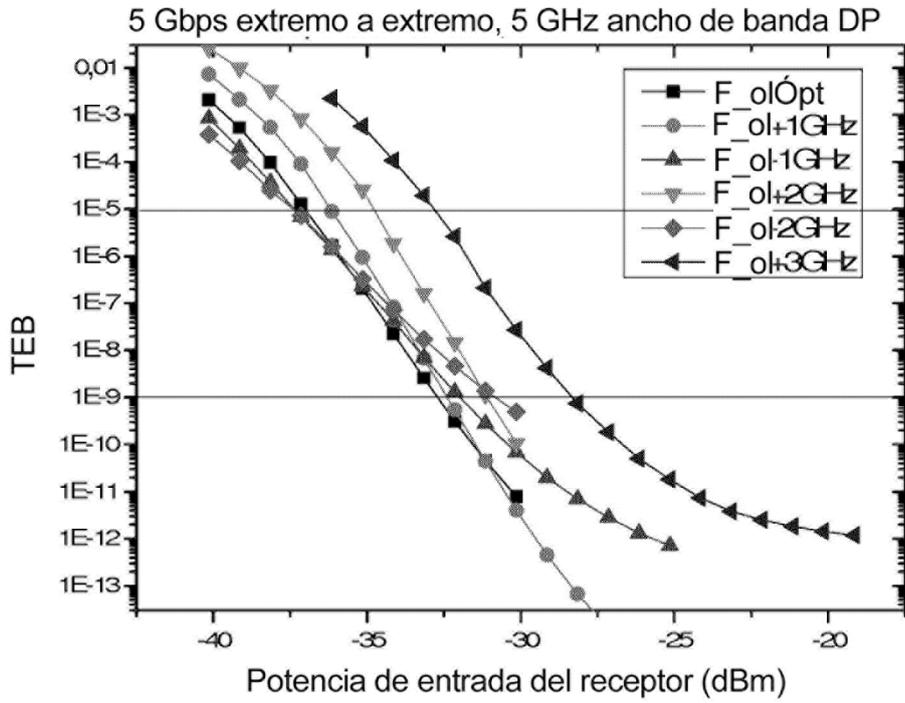


Fig. 7

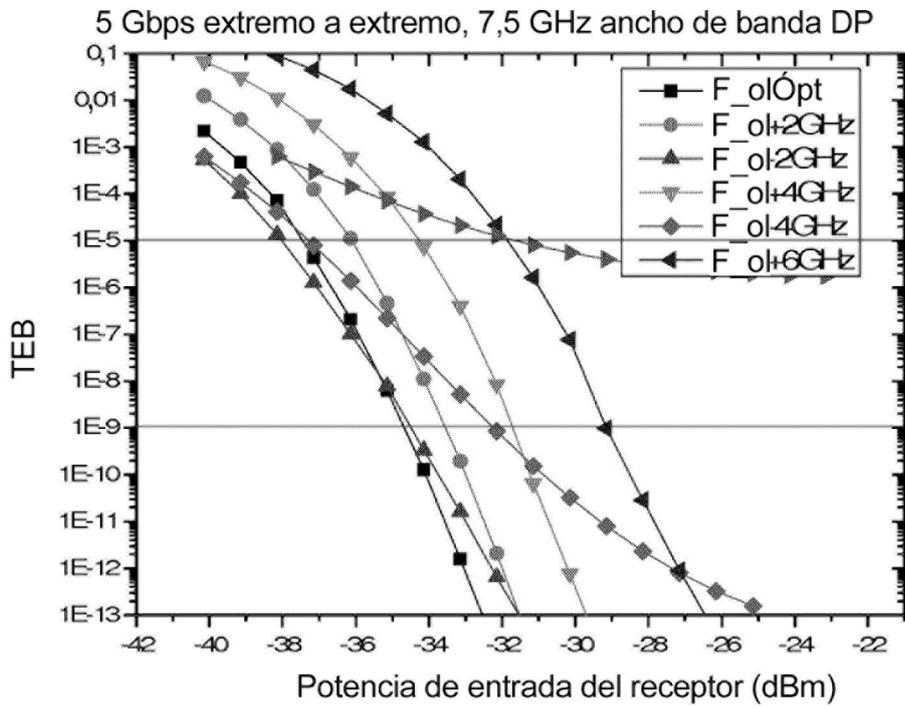


Fig. 8

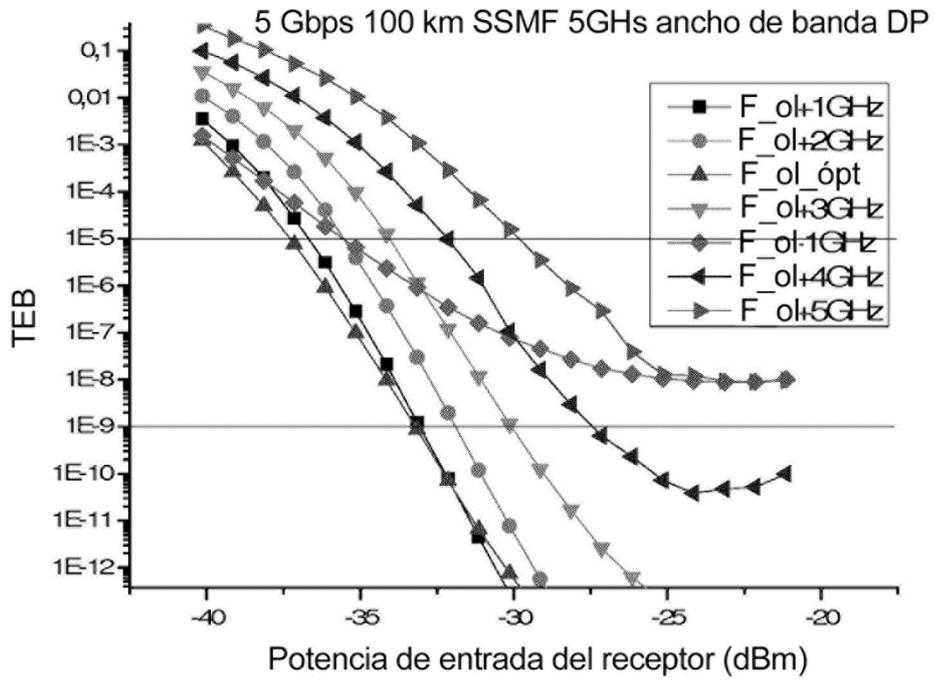


Fig. 9

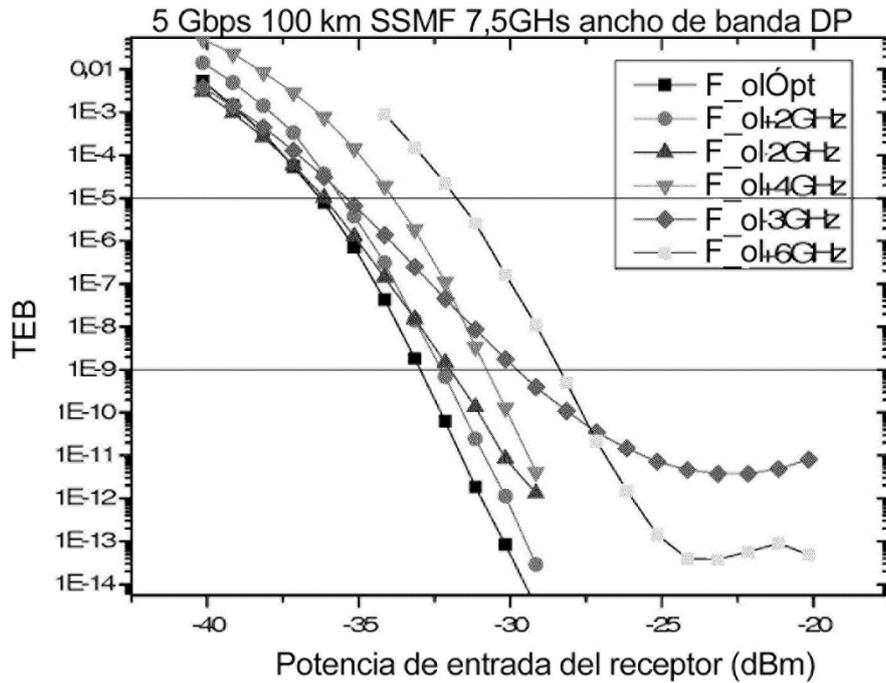
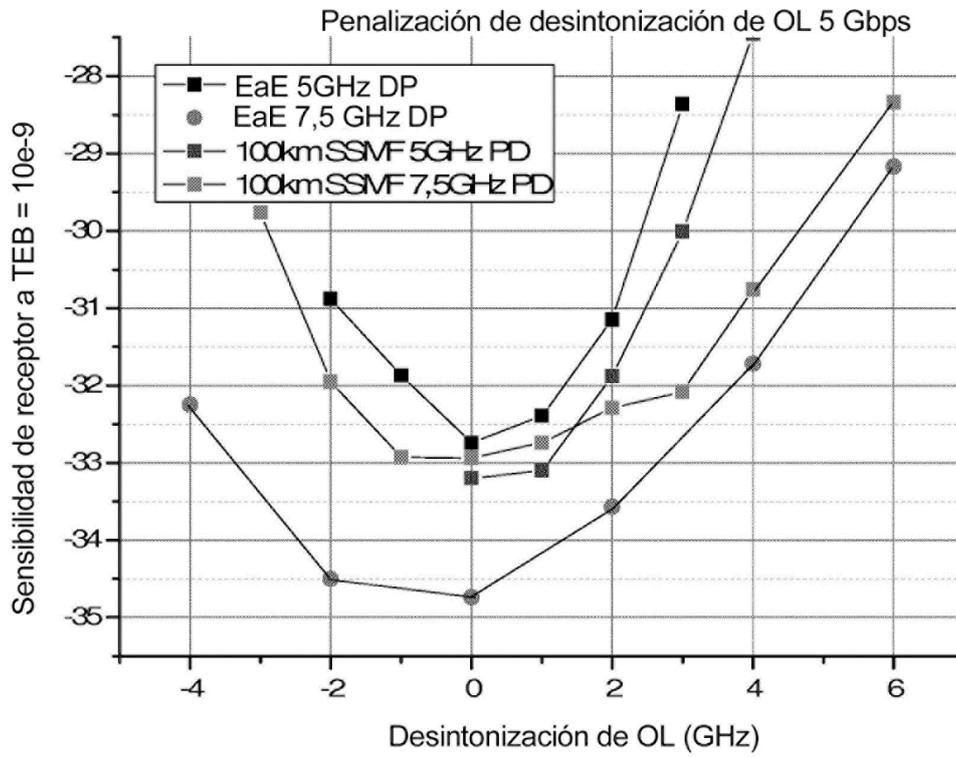


Fig. 10



Ancho de banda DP 5 GHz EaE	-1,1 GHz / +1,5 GHz
Ancho de banda DP 5 GHz 100 km SSMF	-0 GHz / + 1,7 GHz
Ancho de banda DP 7,5 GHz EaE	-2,7 GHz / +1,8 GHz
Ancho de banda DP 7,5 GHz 100 km SSMF	-2,0 GHz / + 3,0 GHz

Fig. 11

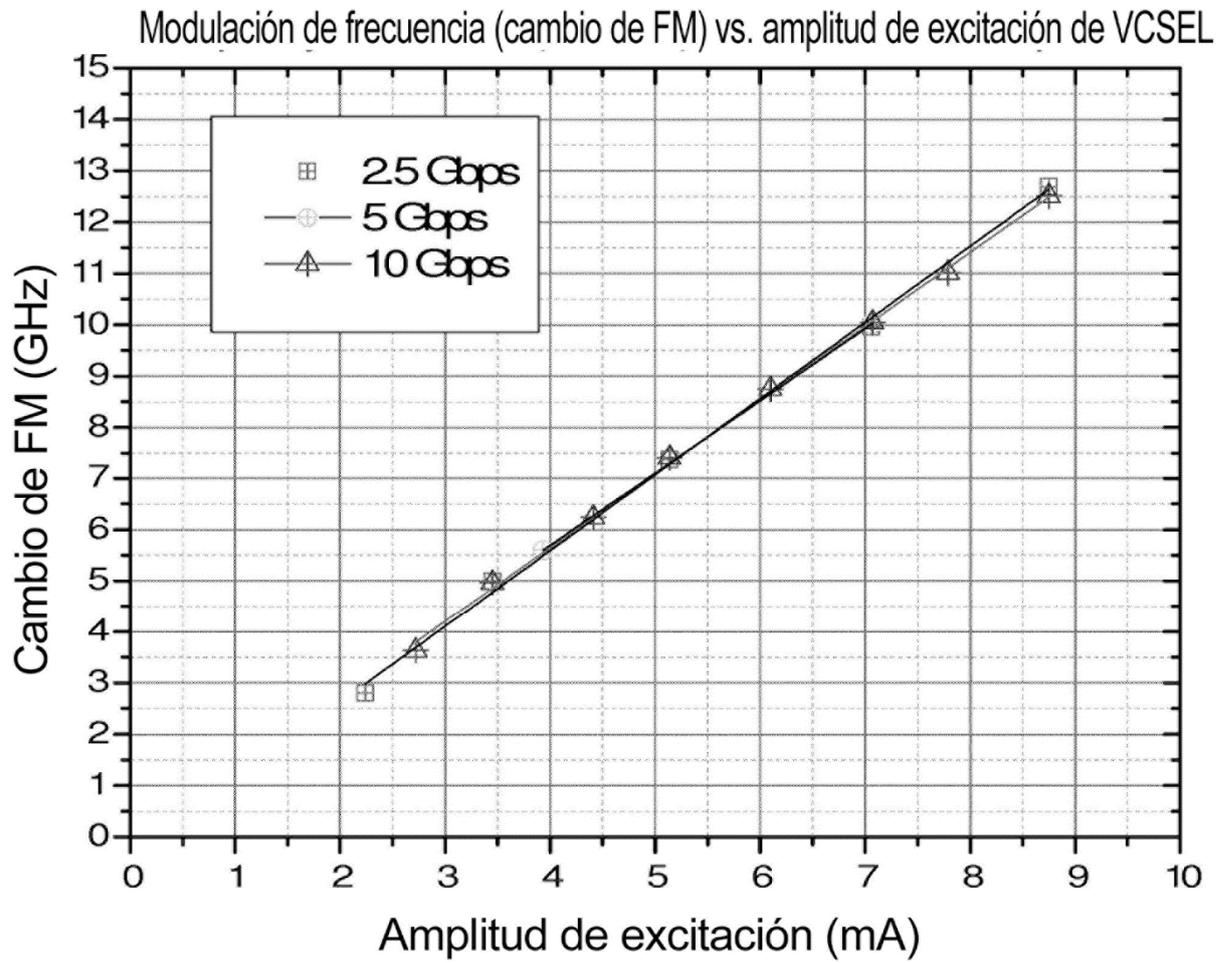


Fig. 12

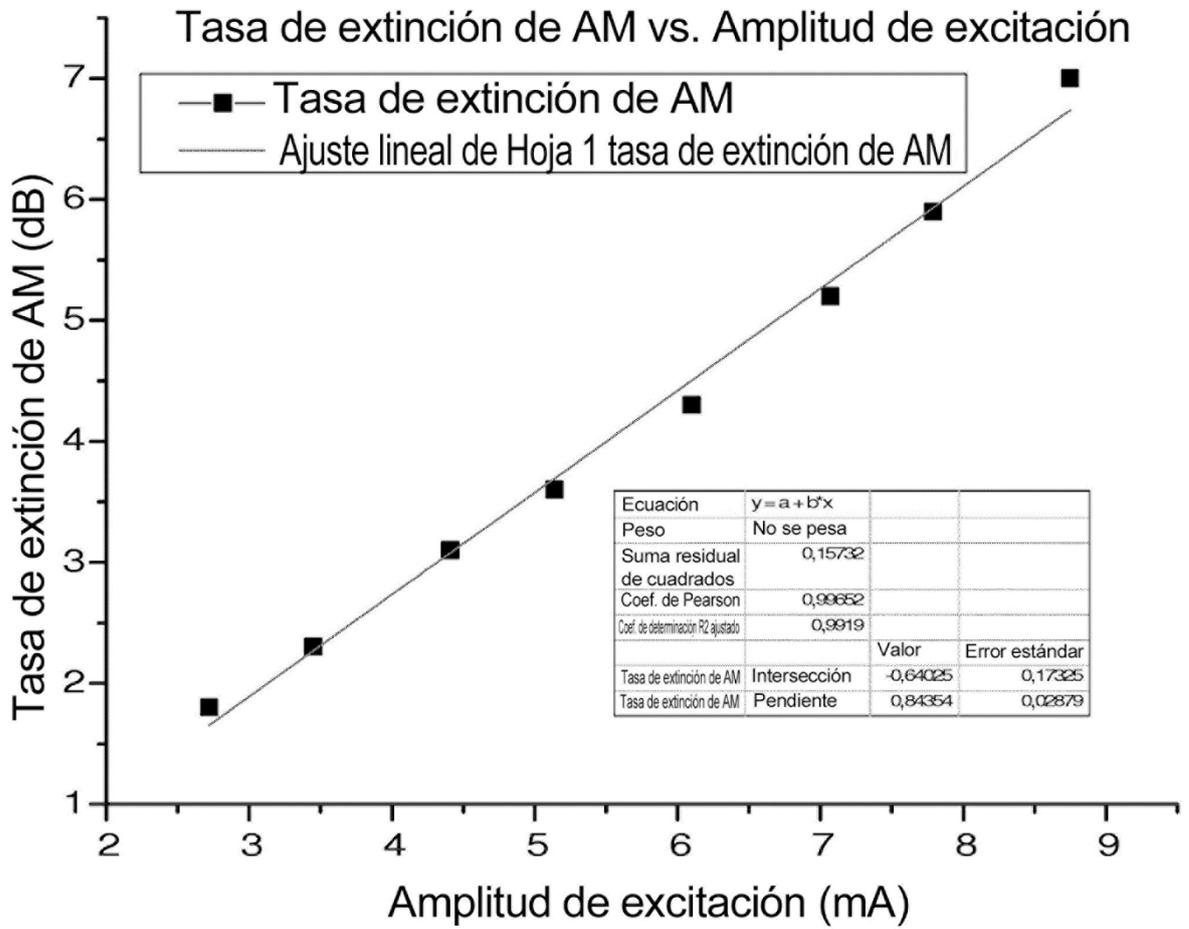


Fig. 13

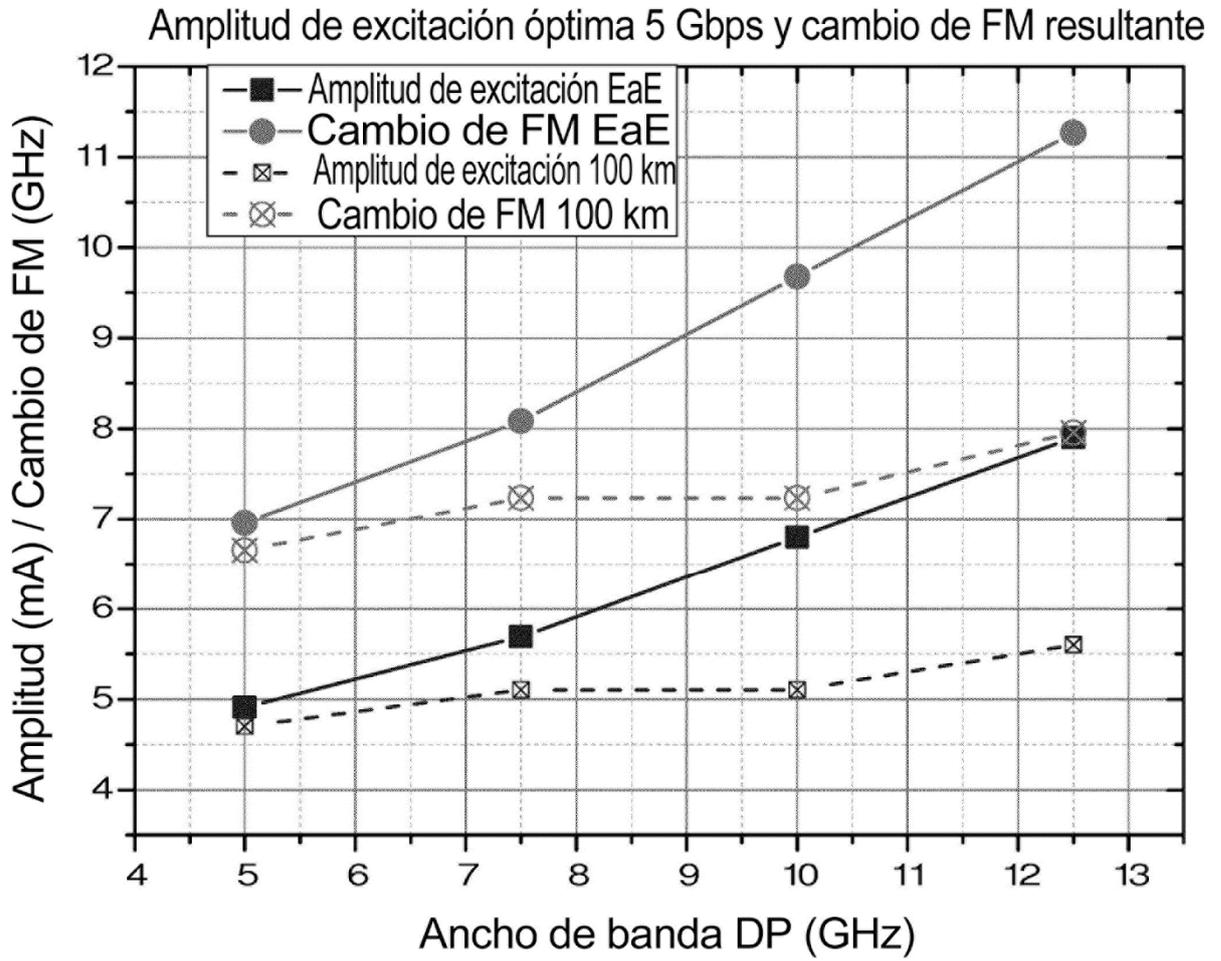


Fig. 14

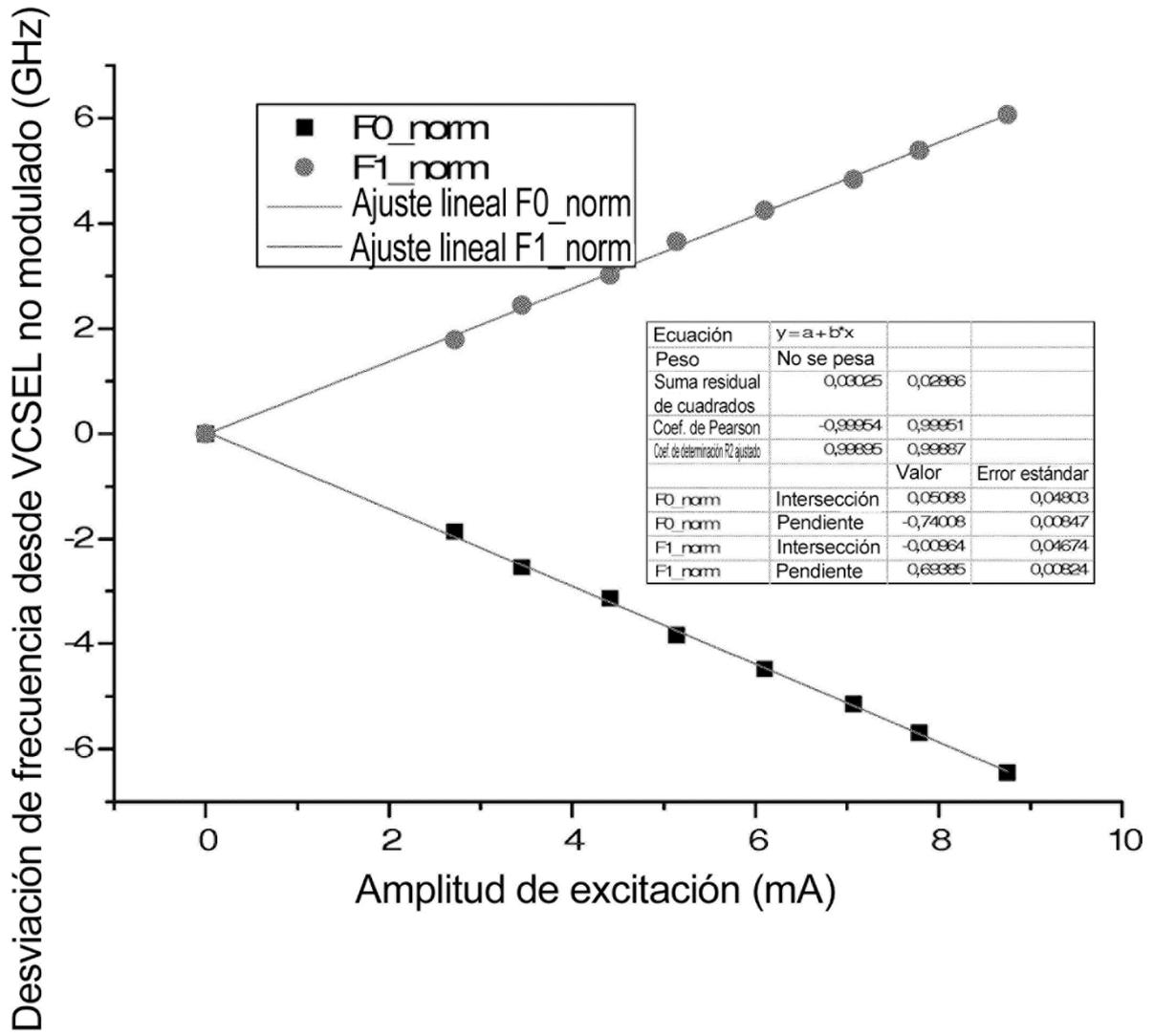


Fig. 15

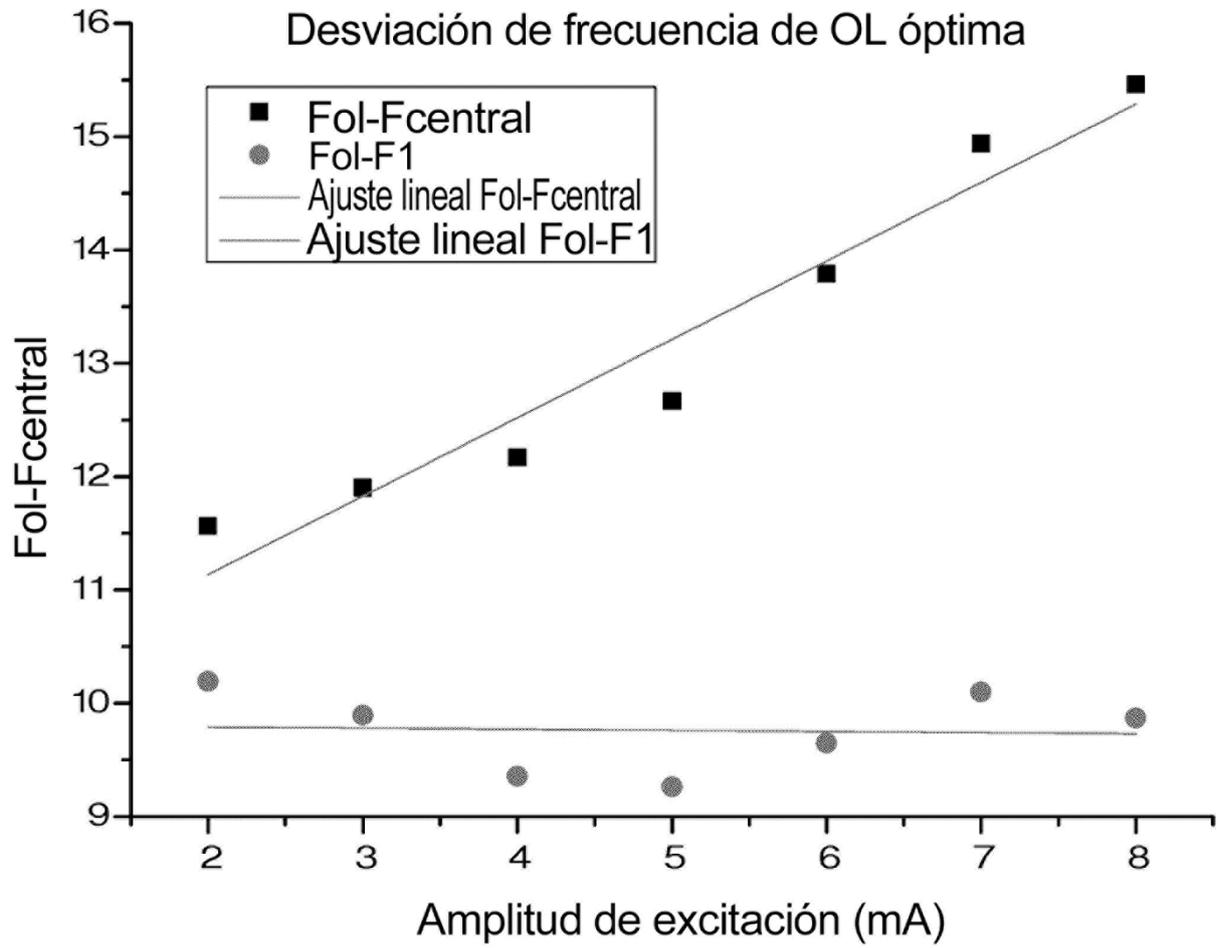


Fig. 16

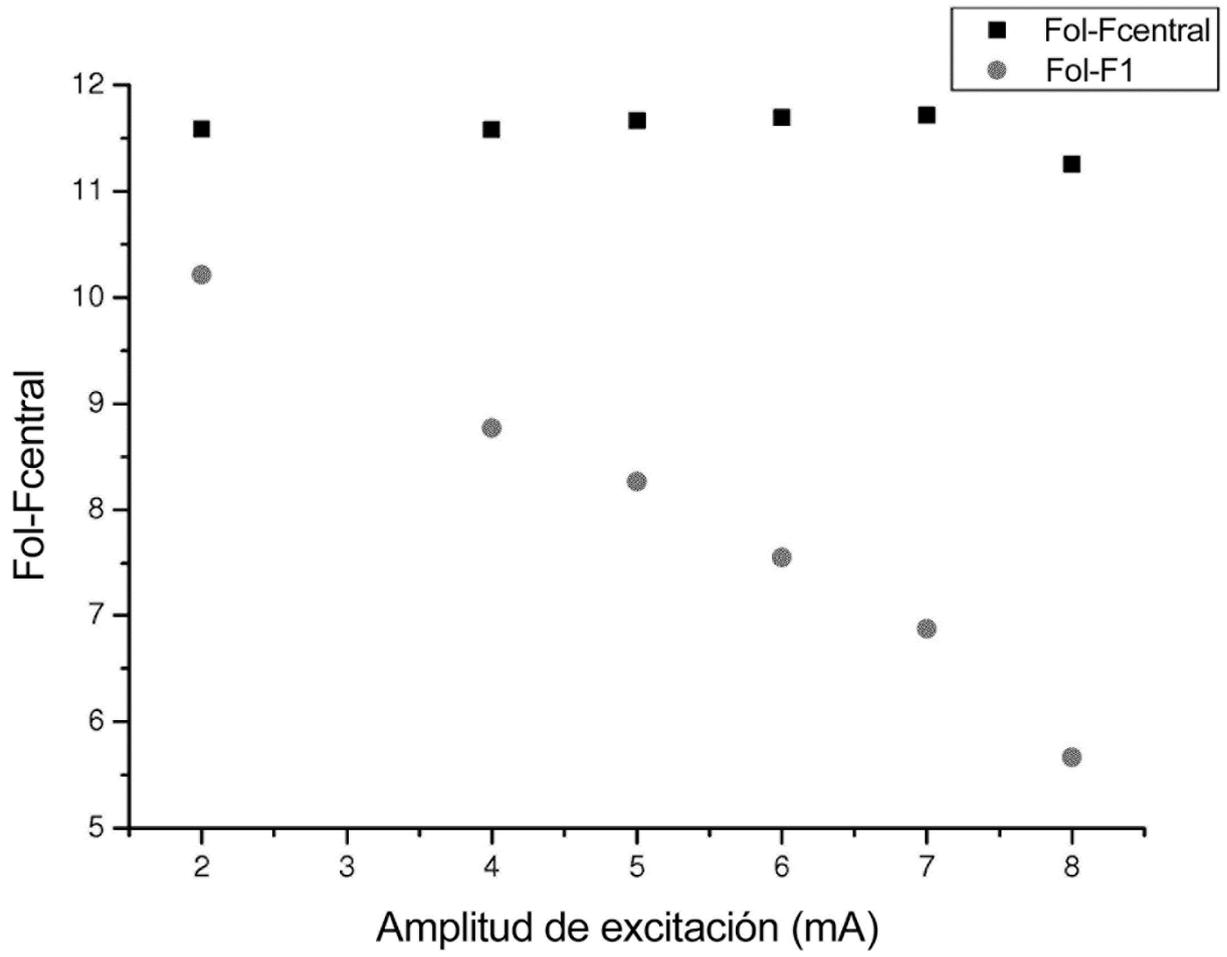


Fig. 17

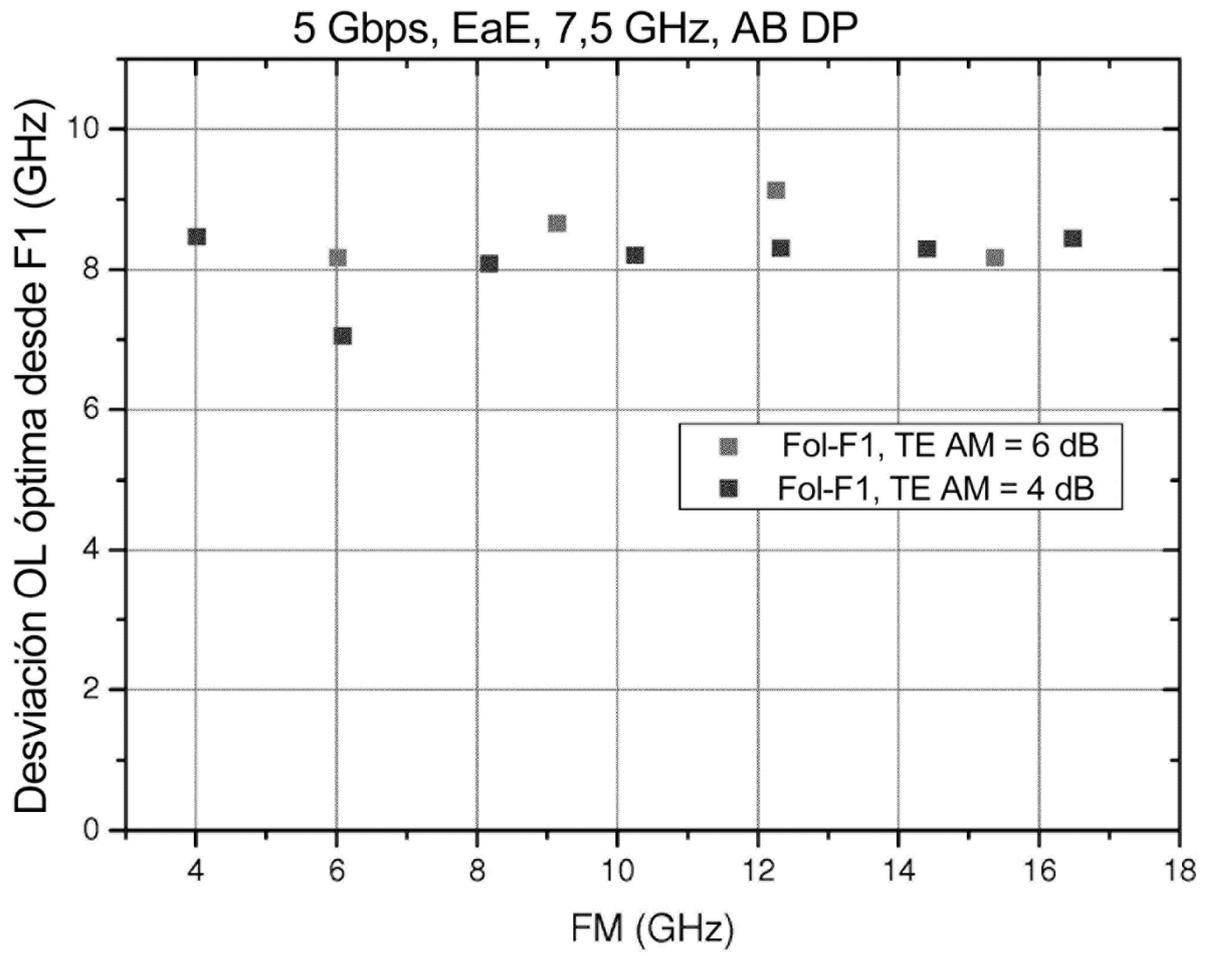


Fig. 18

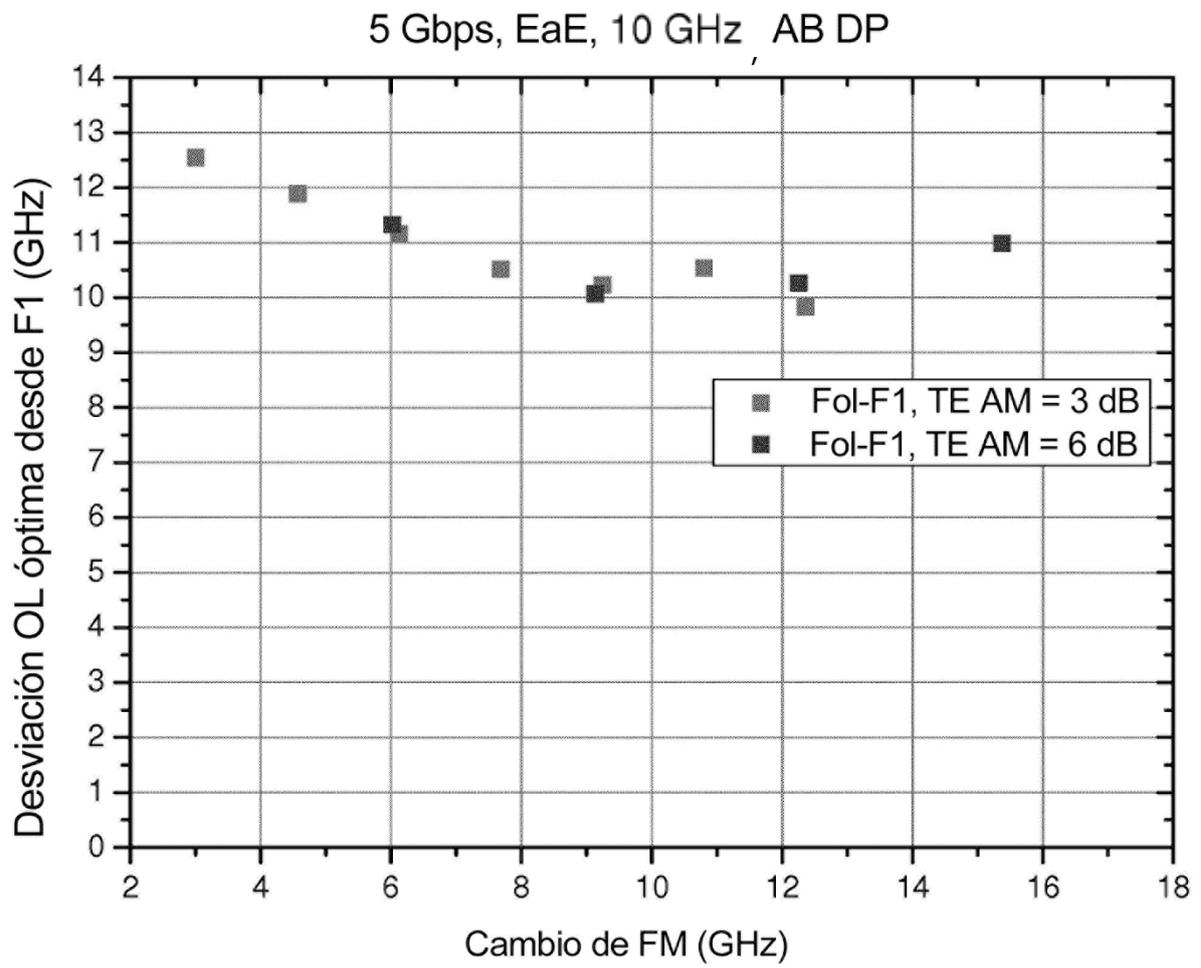


Fig. 19

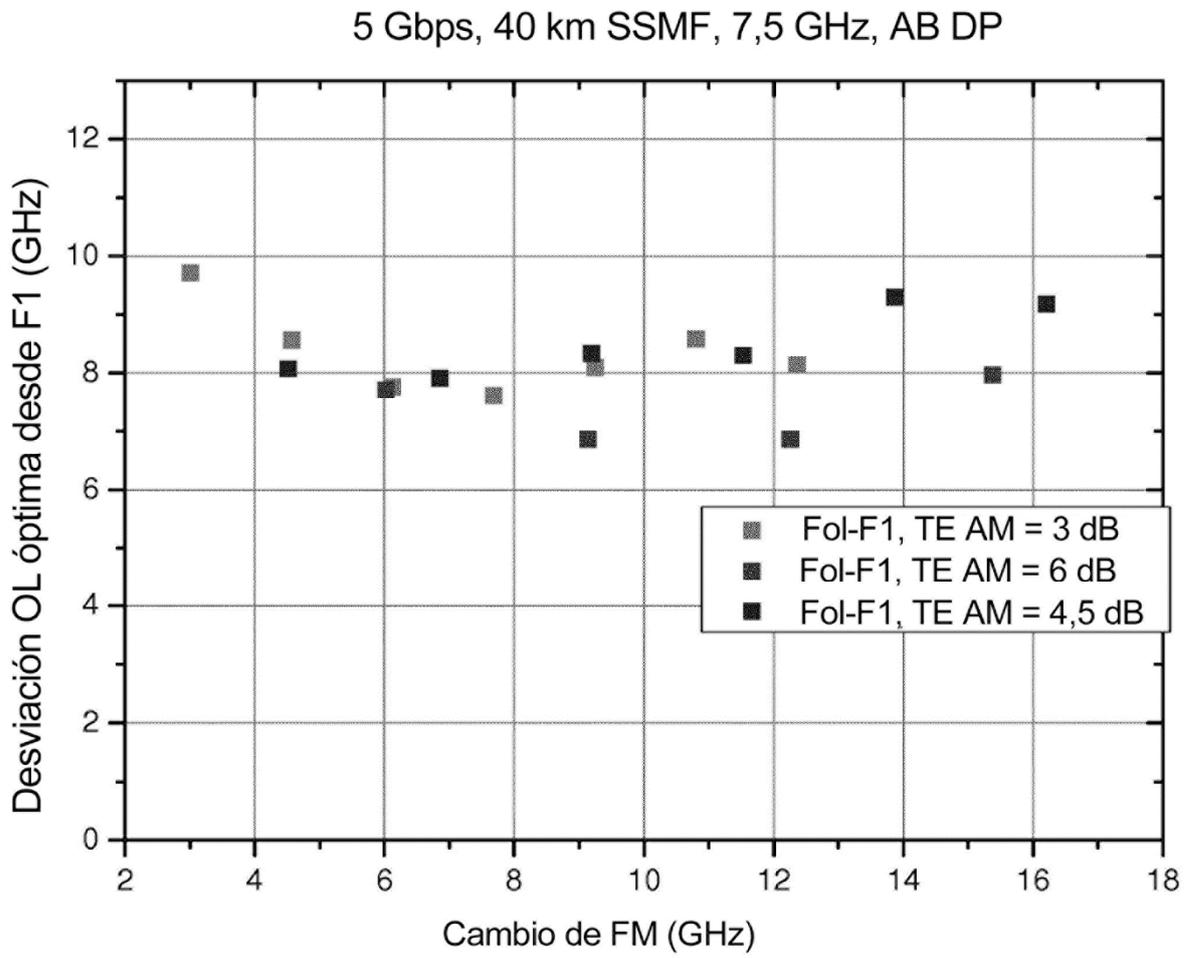


Fig. 20

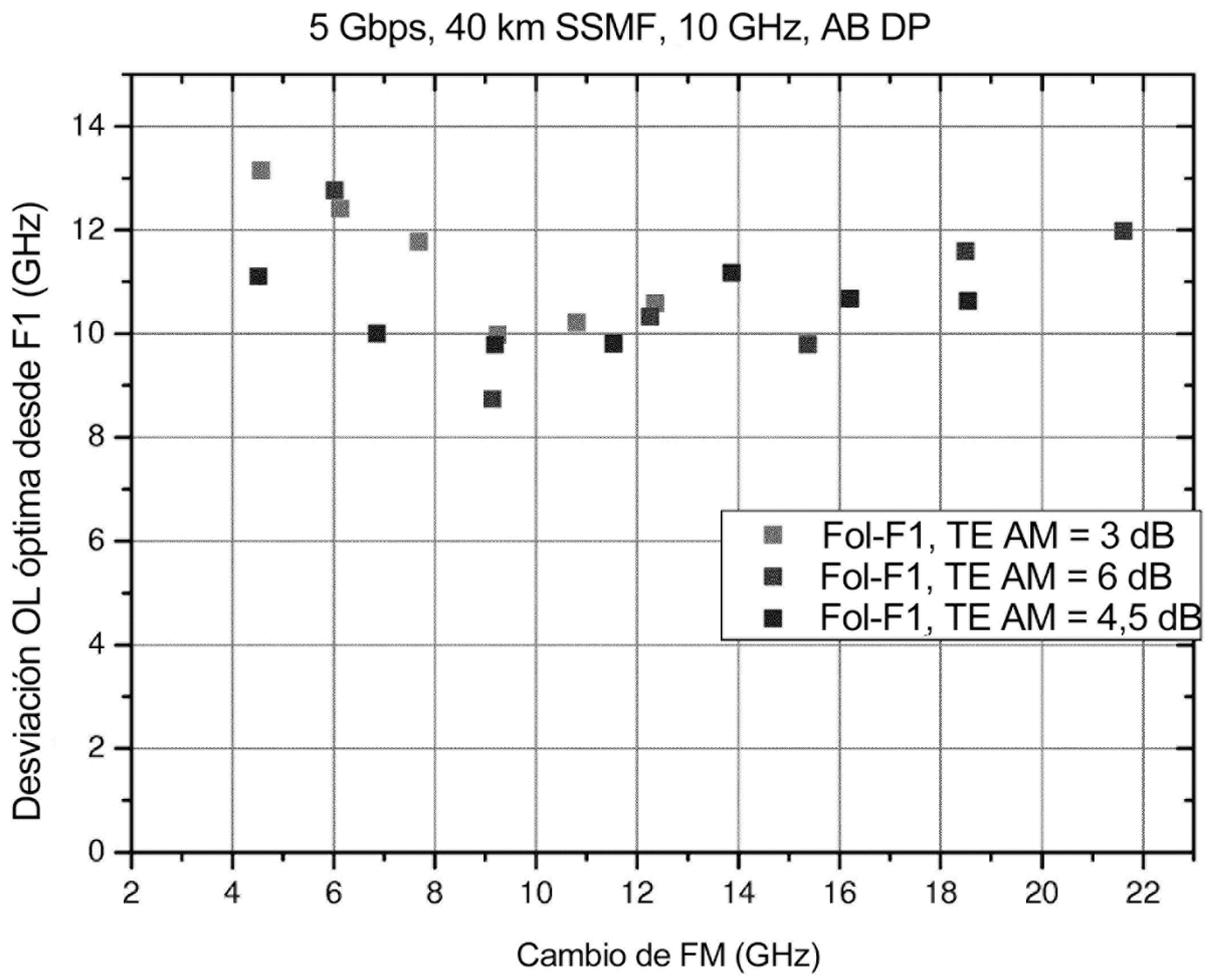


Fig. 21

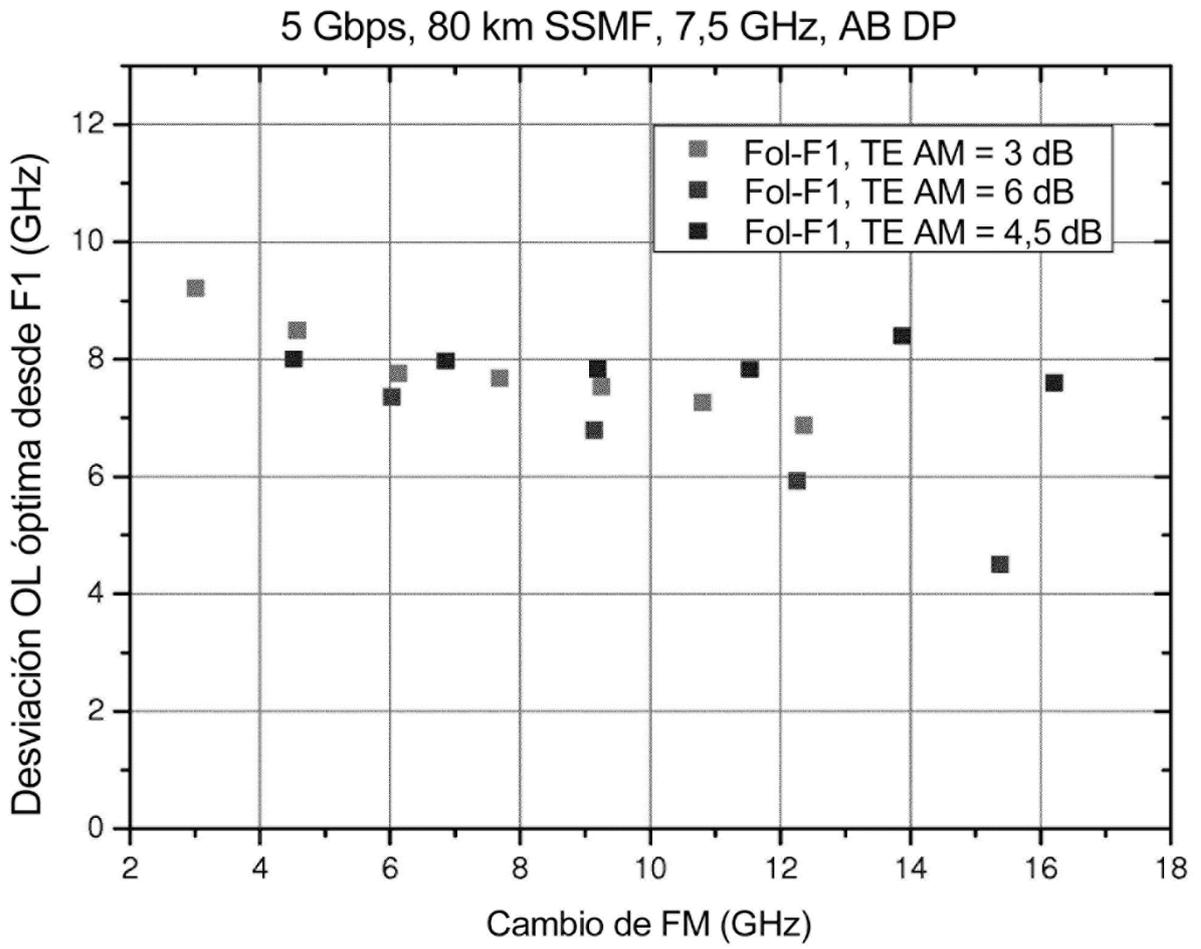


Fig. 22

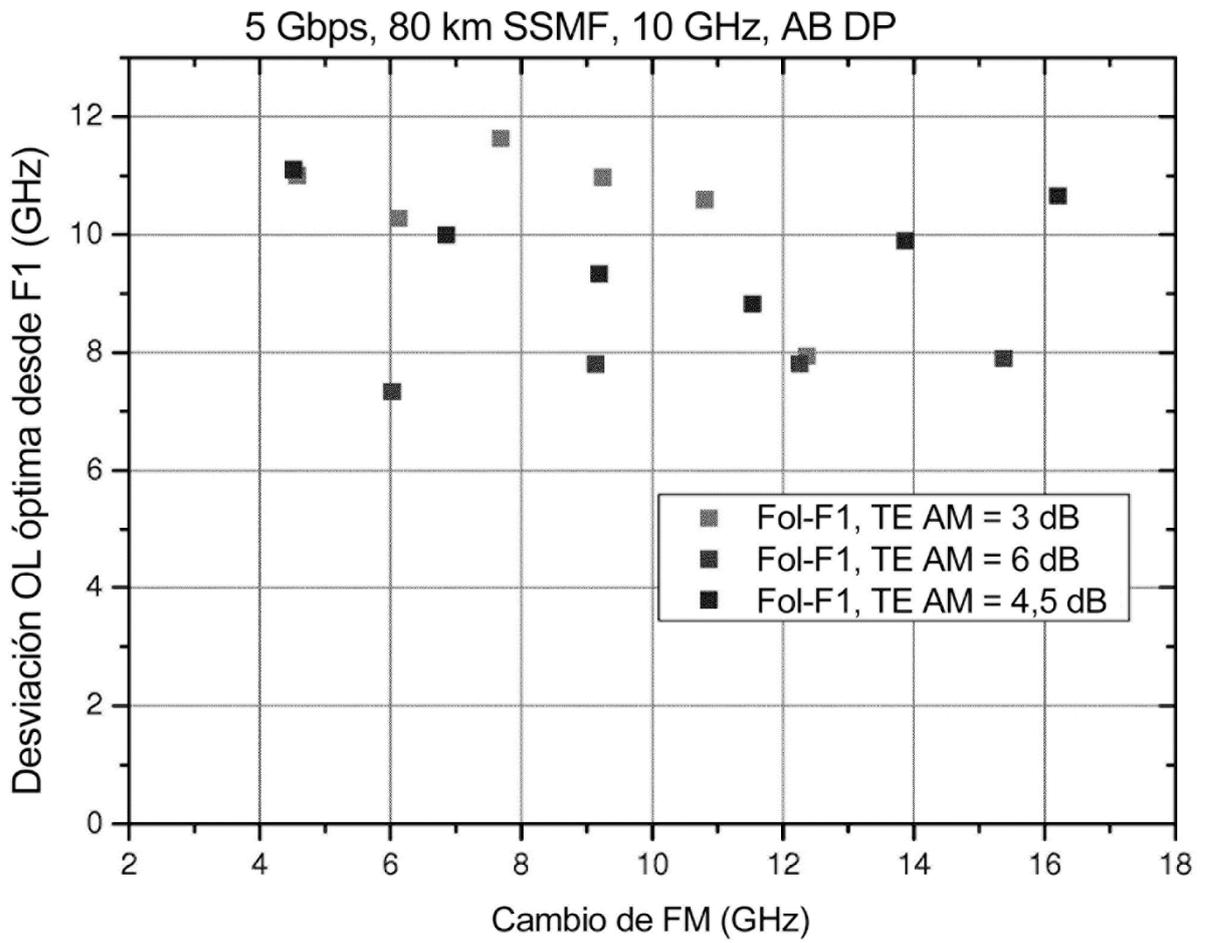


Fig. 23

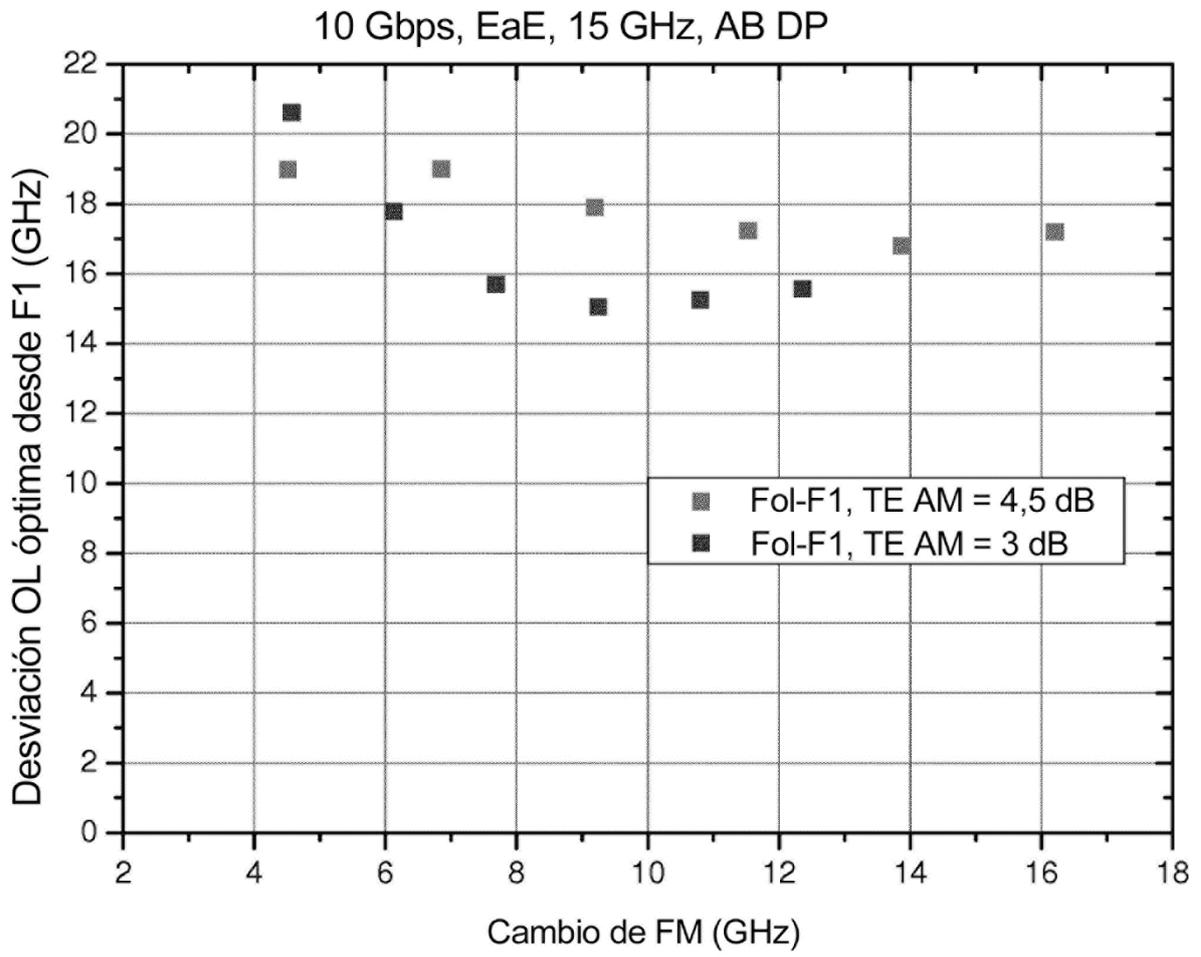


Fig. 24

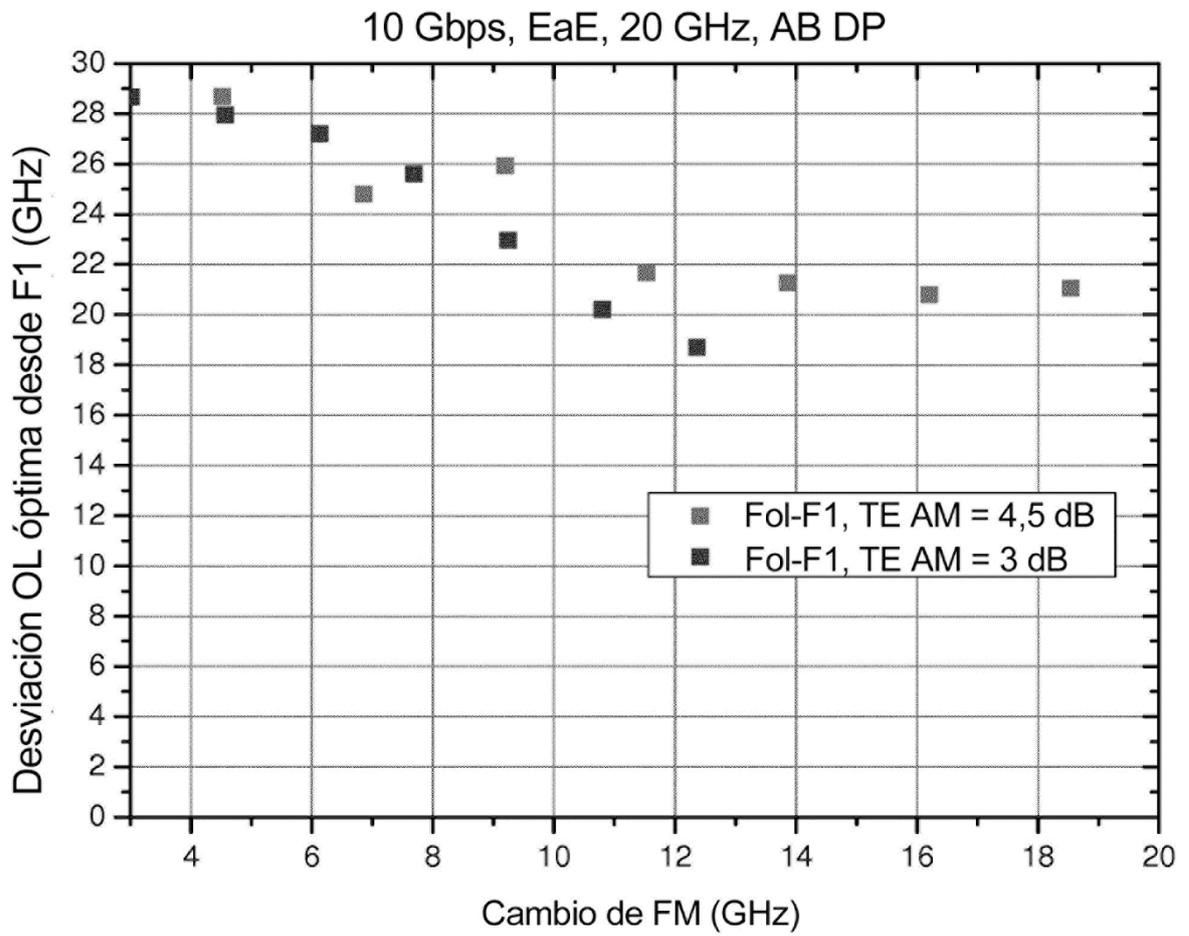


Fig. 25

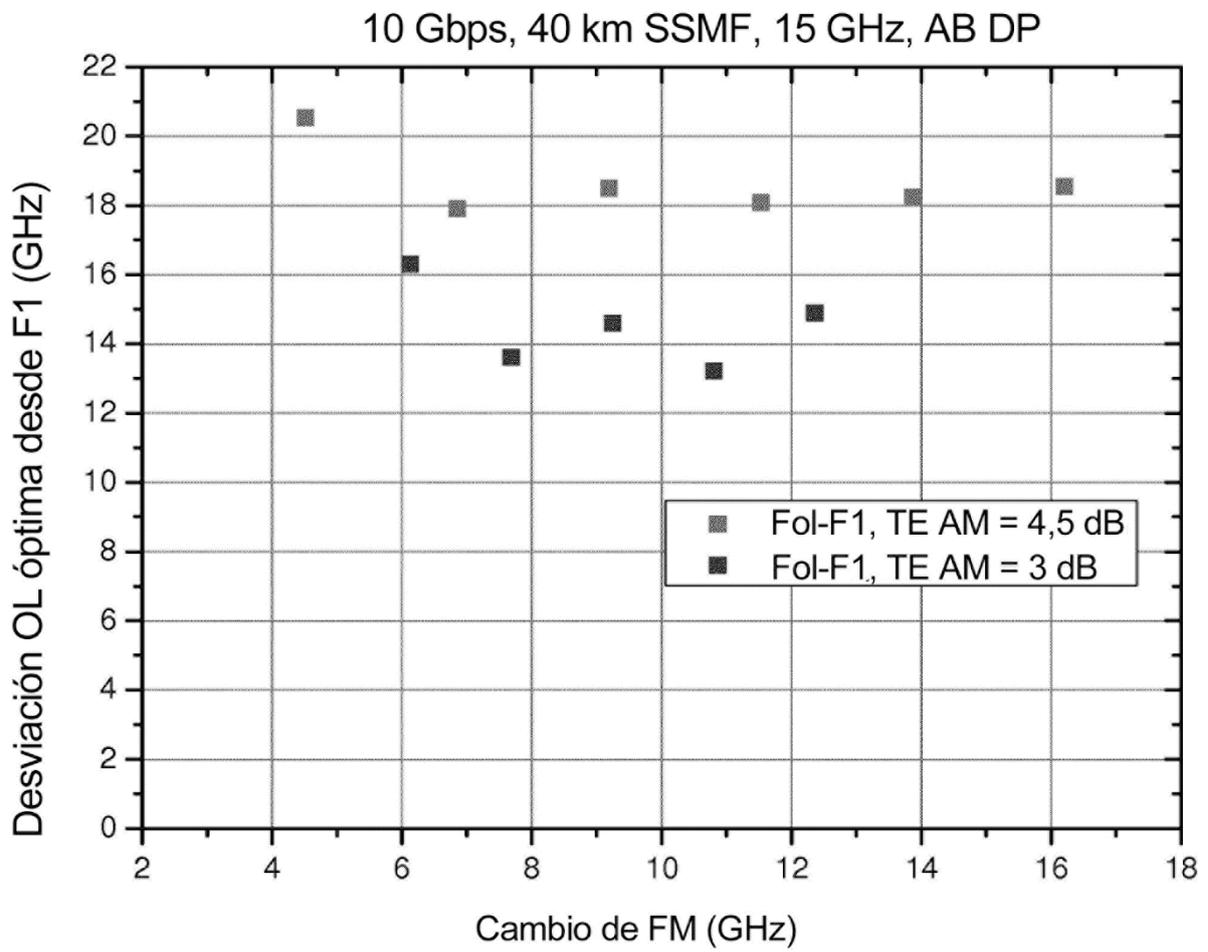


Fig. 26

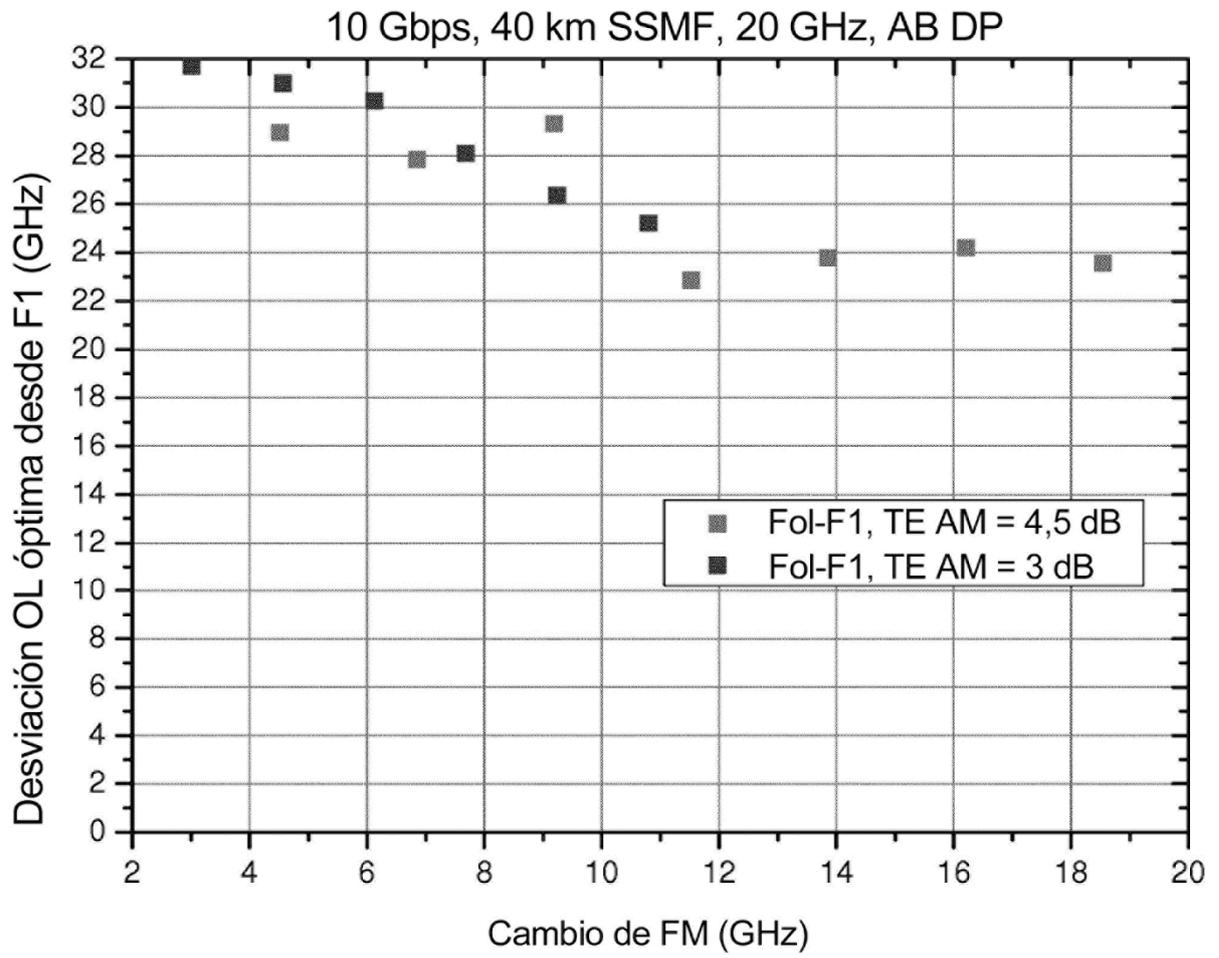


Fig. 27

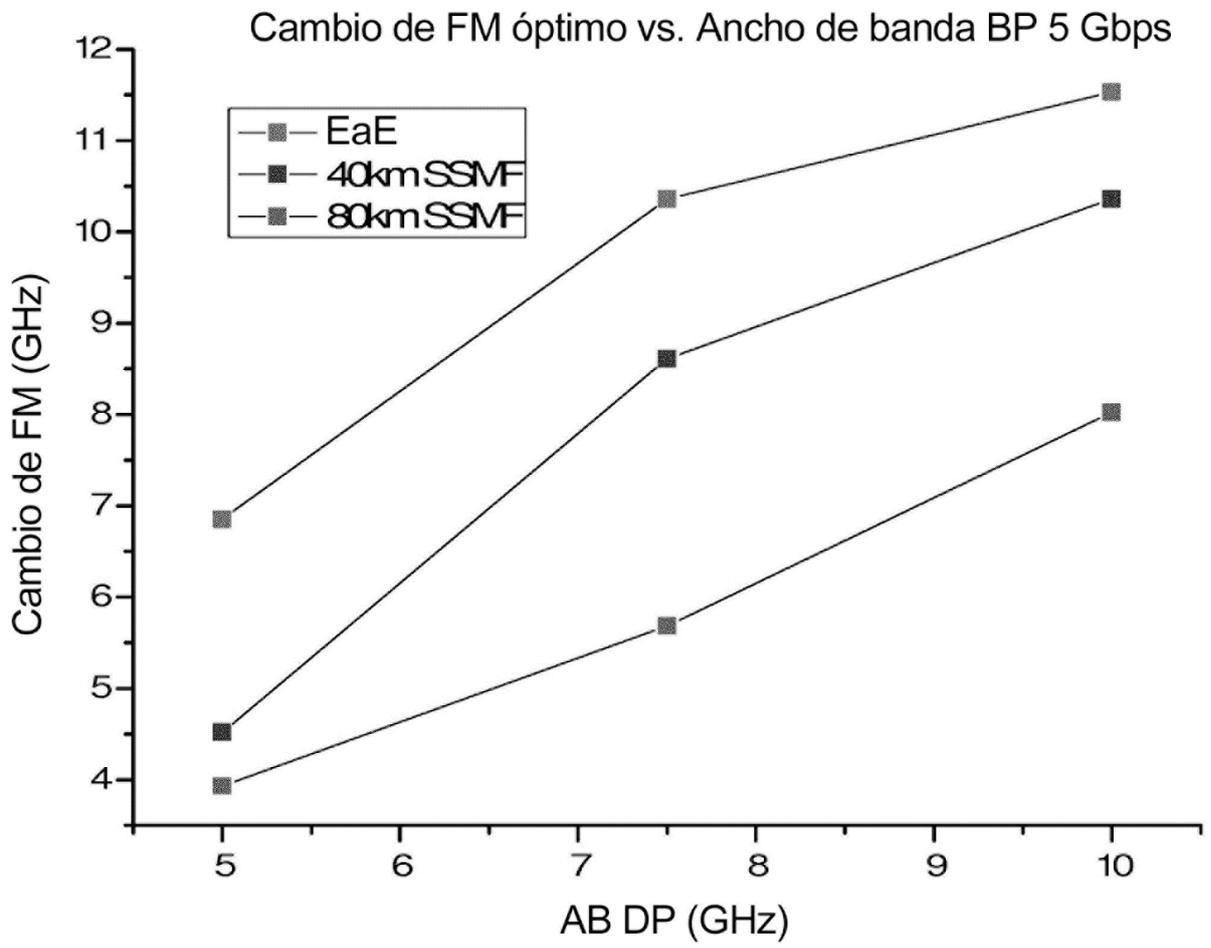


Fig. 28

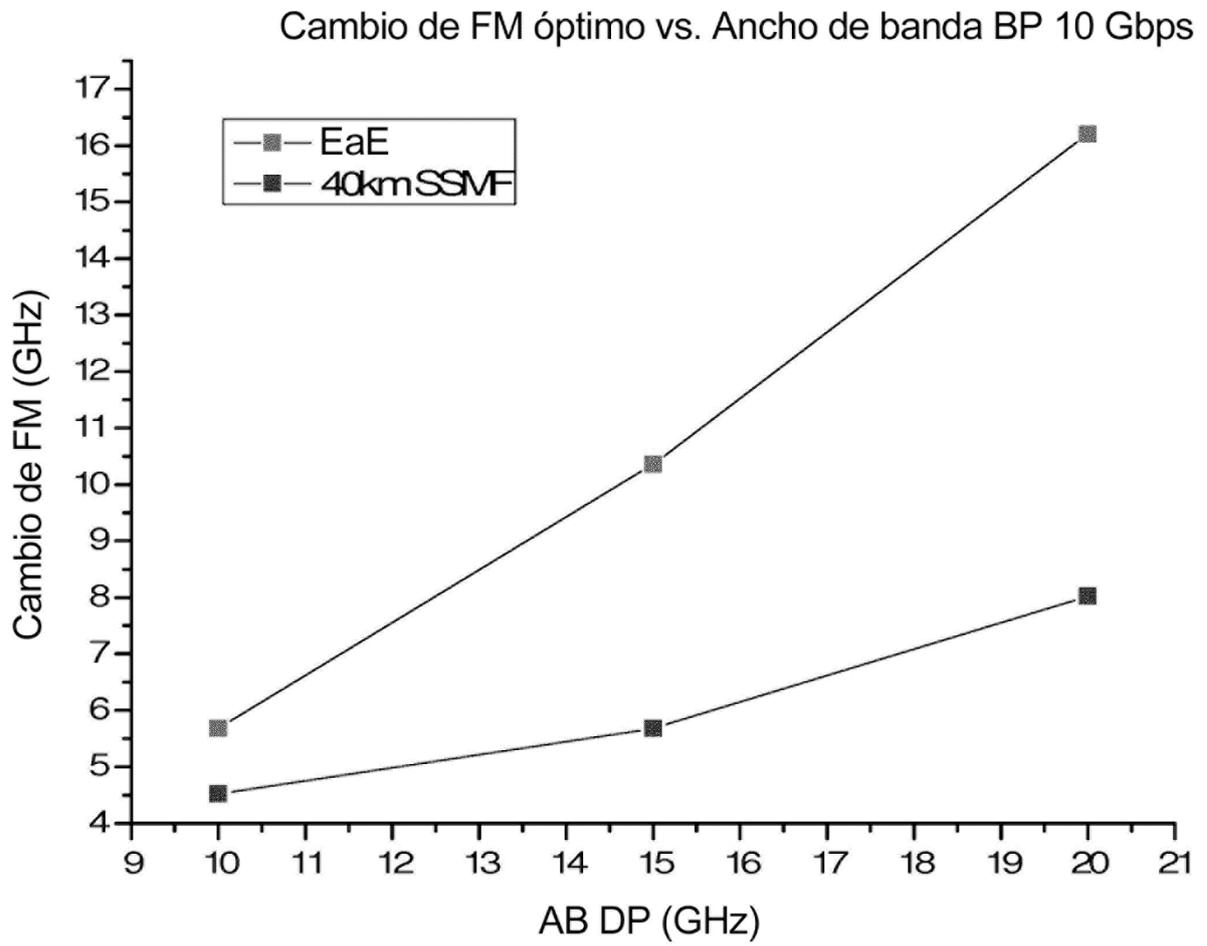


Fig. 29