

DECODIFICACIÓN DE SEÑAL DE FRECUENCIA MODULADA Y AMPLITUD MODULADA COMBINADAS

5

CAMPO DE LA INVENCIÓN

La presente divulgación se relaciona con codificación y decodificación de señal de frecuencia modulada (FM) y amplitud modulada (AM) combinadas.

ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN

10

Un sistema de comunicación se define como la generación, transmisión, recepción y decodificación de información, la cual puede ser representada por una secuencia de estados "0" y estados "1". Sistemas de comunicación ópticos que usan rayos láser modulados directamente pueden presentar chirrido (chirping). Esto es un efecto causante de la dependencia de la longitud de onda (o frecuencia) de la potencia óptica. En otras palabras, la longitud de onda (o frecuencia) de un estado "0" será diferente de la de un estado "1". Chirrido de frecuencia en sistemas de comunicación es considerado indeseable y para nada óptimo, porque limita la distancia de transmisión, debido a dispersión cromática en la fibra de transmisión, la cual convierte la expansión de frecuencia inducida por chirrido en expansión de tiempo, por lo cual los símbolos vecinos se

15

20

25

consecuencia, modulación con chirrido de frecuencia no es la preferida en sistemas de comunicación óptica. Más bien, moduladores o láseres se fabrican de tal manera que chirrido de frecuencia es reducido suficientemente para su uso en sistemas de comunicación óptica.

Funcionamiento sin chirridos requiere de láseres con chirrido controlado o de moduladores externos; ambos implican precio alto, consumo incrementado de energía, y calor. Por otro lado, moduladores o láseres que presentan chirrido implican costos bajos. Por lo tanto, hay una ventaja económica involucrada con la posibilidad de una mejor tolerancia a moduladores que presentan chirrido en, por ejemplo, sistemas de comunicación óptica.

Existen soluciones que permiten el uso de moduladores con chirrido de frecuencia en sistemas de comunicación óptica, pero estos tienen medidas para compensar el chirrido de frecuencia. Esto significa que por ejemplo filtros o soluciones físicas más complejas necesitan implementarse de tal manera que la expansión dinámica del ancho de línea está siendo eliminada y, por lo tanto, desaprovechada.

Lo que hace falta es un sistema de comunicación que no solo tolera la modulación con chirrido de frecuencia, sino también aprovecha la expansión dinámica del ancho de línea inherente de la modulación con chirrido de frecuencia.

En sistemas de comunicación óptica se distinguen dos

técnicas de detección bien conocidas:

- Detección directa
- Detección coherente

Detección directa es la detección solamente de amplitud, mientras que detección coherente es la detección de tanto amplitud como de fase. Detección coherente tiene muchas ventajas sobre detección directa, incluyendo mayor sensibilidad que la detección directa, y por lo tanto está ganando cada vez mayor preferencia en sistemas de comunicación de largo alcance (red central), donde el precio de transceptor es compartido por un gran número de usuarios, a diferencia de redes metropolitanas y locales, las cuales son muy sensibles al costo de transceptor. Sin embargo, detección coherente requiere de información de la fase portadora, ya que la señal es demodulada por un oscilador local (LO) controlado por un bucle de enganche de fase que sirve como una referencia absoluta de fase. El funcionamiento con bucles de enganche de fase impone requisitos estrictos en el sistema. Dos requisitos bien conocidos para bucles de enganche de fase son:

- Sincronización entre el LO y el codificador
- Estrecho ancho de la línea óptica del LO y el codificador

Si estos requisitos no se cumplen, la detección coherente no funciona de manera adecuada. El bucle de enganche de fase puede hacerse en el dominio óptico (analógico) o en el

dominio digital con proceso de señales digitales (DSP, por sus siglas en inglés). Sin importar la manera de implementar el bucle de enganche de fase, detección coherente siempre debe funcionar con costosos láseres con estrechos anchos de línea óptica.

En Optical Communication, 1988, Decimocuarta Conferencia Europea sobre (Publ. de Conf. No. 292), p. 57-60, vol. 2, "experimento de detección homodina de diversidad de fase de 4 a 5 Gb/s", por Emura K. et al. divulga un receptor óptico coherente para la detección de señales ópticas ASK (control de desplazamiento de amplitud, por sus siglas en inglés) y FSK (control de desplazamiento de frecuencia, por sus siglas en inglés), en donde la rectificación de la señal detectada se realiza por medio de detección de la envolvente.

Ajustes parecidos están divulgados en Electronics Letters, 1984, "Novedoso sistema de detección heterodina de filtro simple de FSK, usando diodo láser DFB (láser con realimentación distribuida, por sus siglas en inglés) modulado directamente", p.1022-1023, vol. 20, no. 24, por Emura K. et al., En Photonics Technology Letters, 1989, "Novedoso sistema de detección heterodina de filtro simple de FSK, sin usar un enganche de frecuencia IF (frecuencia intermedia, por sus siglas en inglés)", p. 140-141, vo. 1, no. 6, por Chung Y C et al., y en EP 0 145 972 A1.

Existe la necesidad, en futuros sistemas de comunicación óptica para redes metropolitanas y locales, de una técnica de detección que proporcione una solución de bajo costo.

5

DESCRIPCIÓN BREVE DE LA INVENCION

Para atender y solucionar los problemas y necesidades descritos anteriormente, la presente divulgación se relaciona con un sistema de comunicación que utiliza y aprovecha el chirrido de frecuencia. Específicamente, la presente divulgación se relaciona con un sistema de comunicación que ofrece codificación y decodificación en un sistema de comunicación, donde es posible eliminar el bucle de enganche de fase y por lo tanto ofrecer una solución de bajo costo para sistemas de comunicación óptica.

La presente divulgación describe señalización que aplica una combinación de modulación de amplitud (AM) y modulación de frecuencia (FM), como la obtenida con un láser con chirrido de frecuencia , y decodificación de esta señal de AM y FM combinada, y comprende los siguientes etapas:

combinar dicha señal óptica codificada con la luz de un oscilador local configurado con una frecuencia de oscilador local; convertir la combinación del oscilador local y señal óptica codificada en una o más señales eléctricas por medio de al menos un convertidor optoelectrónico que tiene un ancho de banda de frecuencia predeterminado, de tal manera

ofreciendo una señal eléctrica amplificada y codificada con una o más corrientes de señal, donde un tipo de estados tienen una frecuencia de oscilación más alta que otro tipo de estados; rectificar la(s) corriente(s) de señal

5 codificada, así logrando un espectro energético, en donde dicho espectro energético tiene diferentes estados, tales como estados "0" y estados "1", con diferentes niveles energéticos para poderlos distinguir, dicha frecuencia de oscilador local se define por medio de un desfase positivo

10 de frecuencia de oscilador local de la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, y dicho desfase positivo de frecuencia de oscilador local se selecciona para ser dependiente de dicho ancho de banda de frecuencia.

15 La presente divulgación describe señalización, comprendida por los etapas de codificar la señal óptica por medio de modulación de frecuencia y amplitud, y decodificar la señal de AM y FM combinada, en donde la codificación y la decodificación de una señal de AM y FM combinada utiliza

20 dos o más niveles. Típicamente se usan dos niveles, tales como estados "0" y estados "1", de manera tal que los diferentes estados se separan en frecuencia y amplitud, sin embargo un sistema de comunicación puede aplicar un alfabeto que comprende más de dos estados. Esto comúnmente

25 se define como "formato de modulación avanzada", formato de

modulación de orden superior" o "formato de modulación multinivel". La ventaja de esto es que usando más de dos estados es posible codificar más de un bit de información en un solo símbolo. Como ejemplos, un sistema que utiliza

5 cuatro niveles de amplitud será capaz de codificar dos bits por símbolo, un sistema que utiliza cuatro niveles de frecuencia será capaz de codificar dos bits por símbolo, y un sistema que utiliza independientemente cuatro niveles de amplitud y cuatro niveles de frecuencia será capaz de

10 codificar cuatro bits por símbolo. Aparte de amplitud y frecuencia, la información puede además ser codificada en la fase del portador, en la polarización del portador, en forma de variaciones en el ancho del impulso o en forma de variaciones en la posición del impulso.

15 La presente divulgación además ofrece un sistema de detección para decodificar una señal óptica de AM y FM combinada que comprende al menos dos diferentes tipos de estados, tales como estados "0" y estados "1", el cual comprende: un oscilador local configurado con una

20 frecuencia de oscilador local; un aparato de acoplamiento configurado para acoplar la señal óptica codificada con luz del oscilador local; uno o más convertidores optoelectrónicos con un ancho de banda de frecuencia predeterminado, configurados para ofrecer una señal eléctrica amplificada y

25 codificada con una o más corrientes de señal codificada,

donde un tipo de estados tienen una frecuencia de oscilación más alta que otro tipo de estados; un rectificador configurado para rectificar dicha(s) corriente(s) de señal para ofrecer un espectro energético, en donde dicho espectro energético tiene diferentes estados, tales como estados "0" y estados "1", con diferentes niveles energéticos, para poderlos distinguir, dicha frecuencia de oscilador local se define por medio de un desfase positivo de frecuencia de oscilador local de la frecuencia de uno de los estados en dicha señal óptica codificada, y dicho desfase positivo de frecuencia de oscilador local se selecciona para ser dependiente de dicho ancho de banda de frecuencia.

Adicionalmente, el detector puede comprender un filtro paso bajo configurado para reducir la energía residual de un tipo de estados relativo a otro tipo de estado, tal como estados "0" y estados "1", con diferentes niveles energéticos que se pueden distinguir más fácilmente.

Por lo tanto, la presente divulgación se relaciona además con un sistema de comunicación óptica que comprende al menos un transmisor y al menos un receptor que comprende el sistema de detección divulgado en la presente.

LISTA DE FIGURAS

La Figura 1 muestra una modalidad de un espectro de una

señal de AM y FM combinada antes de combinarla con la luz del oscilador local.

La Figura 2 muestra una modalidad de un espectro de una señal de AM y FM combinada antes y después de combinarla con la luz del oscilador local, también llamado batido.

La Figura 3 muestra una modalidad de una nivel de señal antes de la rectificación.

La Figura 4 muestra una modalidad de una nivel de señal después de la rectificación y filtración de paso bajo.

La Figura 5 muestra una modalidad de rectificación de semionda y de onda completa de una señal de radiofrecuencia.

La Figura 6 muestra una modalidad de la presente divulgación.

La Figura 7 muestra un ejemplo de desafinación de un oscilador local de acuerdo con la presente invención, usando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (conexión local directa).

La Figura 8 muestra un ejemplo de desafinación de un oscilador local de acuerdo con la presente invención, usando un fotodiodo con el ancho de banda 1.5 veces mayor que la velocidad binaria del sistema (conexión local directa).

La Figura 9 muestra un ejemplo de desafinación de un oscilador local de acuerdo con la presente invención,

usando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (fibra monomodo estándar (SSMF, por sus siglas en inglés) de 100 km).

La Figura 10 muestra un ejemplo de desafinación de un oscilador local de acuerdo con la presente invención, usando un fotodiodo con el ancho de banda 1.5 veces mayor que la velocidad binaria del sistema (SSMF de 100 km).

La Figura 11 muestra un ejemplo de como la sensibilidad del receptor a una tasa de error binario (BER, por sus siglas en inglés) de $10e-9$ depende de la desafinación del LO.

La Figura 12 muestra un ejemplo de como el desplazamiento de FM depende del voltaje de pico a pico de la señal usada para impulsar el VCSEL.

La Figura 13 muestra un ejemplo de como el relación de extinción de AM depende del voltaje de pico a pico de la señal usada para impulsar el VCSEL.

La Figura 14 muestra un ejemplo de la amplitud de impulso óptima y el desplazamiento FM resultante a 5 Gbps por conexión local directa y después de una transmisión por 100 km de SSMF como una función de ancho de banda de fotodiodo.

La Figura 15 muestra un ejemplo de como la frecuencia de nivel-cero (F_0) y nivel-uno (F_1) depende de la amplitud de impulso.

La Figura 16 muestra un ejemplo de como el desfase óptimo

de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y F1
varía con la amplitud de impulso para un fotodiodo de 5
Gbps y 7.5 GHz (conexión local directa).

La Figura 17 muestra un ejemplo de como el desfase óptimo
5 de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y F1
varía con la amplitud de impulso para un fotodiodo de 5
Gbps y 7.5 GHz (SSMF de 100 km).

La Figura 18 muestra como el desfase óptimo de frecuencia
de LO del la F1 depende de desplazamiento de FM usando un
10 ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la
velocidad binaria para un sistema de conexión local
directa, 5 Gbps.

La Figura 19 muestra como el desfase óptimo de frecuencia
de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un
15 ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad
binaria para un sistema de conexión local directa, 5 Gbps.

La Figura 20 muestra como el desfase óptimo de frecuencia
de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un
ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la
20 velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km, 5
Gbps.

La Figura 21 muestra como el desfase óptimo de frecuencia
de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un
ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad
25 binaria para un sistema con SSMF de 40 km, 5 Gbps.

La Figura 22 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 80 km, 5 Gbps.

La Figura 23 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 80 km, 5 Gbps.

La Figura 24 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema de conexión local directa, 10 Gbps.

La Figura 25 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema de conexión local directa, 10 Gbps.

La Figura 26 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO del F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km, 10 Gbps.

La Figura 27 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO del F1 depende de desplazamiento de FM usando un

ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km, 10 Gbps.

La Figura 28 muestra un ejemplo de como el desplazamiento óptimo de FM depende del ancho de banda de fotodetector y la distancia de transmisión, par sistemas de 5Gbps.

La Figura 29 muestra un ejemplo de como el desplazamiento óptimo de FM depende del ancho de banda de fotodetector y de la distancia de transmisión, para sistemas de 10Gbps.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

Bucle de enganche de fase eliminado

Debido a que la detección coherente en sí necesita un bucle de enganche de fase de un oscilado local, la presente divulgación puede ser considerada como diferente de la detección coherente (sincrónica). La presente divulgación puede ser definida más bien como detección asincrónica, lo cual significa que el oscilador local puede funcionar sin un bucle de enganche de fase o puede funcionar sin estar sincronizado con la señal. Mientras sistemas con detección coherente incluyen cierto tipo de bucles de enganche de fase, analógicas o digitales, la presente divulgación no requiere ni de bucles de enganche de fase analógicas ni digitales. Una ventaja de la presente divulgación es por lo tanto la capacidad de eliminar la necesidad de bucles de enganche de fase analógicas / digitales. En la presente

divulgación, el bucle de enganche de fase puede ser eliminado aprovechándose del chirrido de frecuencia. La presente divulgación utiliza una señal modulada tanto en amplitud como en frecuencia, tal como la obtenida con un modulador con chirrido de frecuencia, y de manera tal que esto, en combinación con la decodificación de la señal de AM y FM combinada, puede eliminar la necesidad de un bucle de enganche de fase. La FM es responsable de la división de los niveles en frecuencias diferentes, mientras que la AM es responsable de la división de los niveles en energías diferentes. Por lo tanto, la combinación de señalización por AM y FM implica que a la señal codificada se le agrega información adicional sobre los diferentes estados codificados en la señal FM. Es la combinación de la rectificación con la señal de AM y FM combinada que puede eliminar la necesidad de un bucle de enganche de fase. Mientras que según la creencia anterior, sistemas de comunicación con chirrido de frecuencia ofrecen una solución desfavorable, la presente divulgación aprovecha chirrido de frecuencia y ofrece una solución óptima para los sistemas de comunicación con chirrido de frecuencia con sensibilidad de receptor incrementada, selectividad de longitud de onda (canal), y rendimiento de transmisión mejorado. De esta manera, la presente divulgación se relaciona con un sistema de comunicación que proporciona

las ventajas de detección coherente, p.ej. sensibilidad de receptor incrementada, selectividad de longitud de onda (canal), y rendimiento de transmisión mejorado. Además, la presente divulgación se relaciona con un sistema de comunicación sin las desventajas de detección coherente; la presente divulgación funciona con modulación con chirrido de frecuencia y no requiere de un bucle de enganche de fase, analógico ni digital. En consecuencia, puede ser posible usar láseres de bajo costo con anchos de línea extensos, como el oscilador local, pero también como el transmisor / codificador de AM y FM, reduciendo así el costo global, particularmente para futuros sistemas de comunicación óptica. Como ejemplo, la presente divulgación puede proporcionar un método y un sistema para detección asincrónica utilizando un láser de emisión por superficie de cavidad vertical (VCSEL, por sus siglas en inglés) como oscilador local (para decodificar) y un VCSEL modulado directamente como transmisor o modulador (para codificar). Utilizar un oscilador local que funciona sin un bucle de enganche de fase puede permitir un método y sistema, donde no existe la necesidad de un algoritmo o componentes físicos complejos para la implementación de bucles de enganche de fase.

En una modalidad es posible usar un oscilador local que funciona con un bucle de enganche de fase. Utilizándolo

así, el receptor se convierte en un detector coherente. Utilizar un oscilador local que funciona con un bucle de enganche de fase y la transmisión de AM y FM combinadas puede todavía ofrecer un sistema y método que aportan tolerancia a dispersión cromática mejorada y relación de extinción mejorada. No es, por lo tanto, un requisito que el oscilador local funcione sin un bucle de enganche de fase, sino más bien una ventaja.

10 **Conversión optoeléctrica**

En una modalidad de la presente invención, el etapa de conversión de la señal óptica en una o más señales eléctricas se logra por medio de al menos un convertidor optoeléctrico con un ancho de banda de frecuencia predeterminado.

Tolerancia de relación de extinción de amplitud limitada

Usar aparatos modulados directamente puede ofrecer la capacidad de operar a una relación de extinción de amplitud limitada en el transmisor. Debido a que una parte de la energía residual en un estado puede ser reducida aun más o eliminada con un filtro de paso bajo, la presente divulgación puede ser más tolerante a relación de extinción de amplitud limitada.

Compensación de dispersión eliminada

Una ventaja de la presente divulgación puede ser la capacidad de funcionar con el chirrido de frecuencia dinámico alto de láseres modulados directamente. Debido a
5 que la expansión espectral inducida por chirrido puede eliminarse por medio de un proceso de acoplamiento con el LO, rectificación y filtración de bajo paso, la distancia de transmisión obtenible usando láseres con chirrido puede ser mejorada. Otra ventaja de la presente divulgación puede
10 ser la capacidad de reducir el espectro de dispersión cromática. Así, la tolerancia a la dispersión cromática puede ser mejorada sobre métodos de detección directa. Otra ventaja de la presente divulgación puede ser la capacidad de eliminar la necesidad de compensación de dispersión
15 analógica / digital.

Filtración de paso bajo

La función típica de un filtro de paso bajo es eliminar fluctuaciones de la señal, y así el papel del filtro de
20 paso bajo puede ser además limpiar la señal igual que en la configuración convencional. En algunas modalidades, es el filtro de bajo paso en combinación con la señal de AM y FM combinadas que ofrece la capacidad de funcionar a una relación de extinción de amplitud limitada y además la
25 capacidad de funcionar con el chirrido de frecuencia

dinámico alto de los láseres modulados directamente. Filtración de bajo paso puede aplicarse de manera digital o analógica.

5 **Detección de umbral**

En una modalidad, puede ser necesario aplicar un umbral al espectro energético de manera tal que estados diferentes, tales como estados "0" y estados "1" sea detectados automáticamente. De esta manera, puede ser posible obtener información sobre los estados codificados. Detección de umbral puede ser implementada utilizando un módulo de detección de umbral, llamado también un circuito de decisión. Detección de umbral puede aplicarse de manera digital o analógica.

15

Acoplamiento

El aparato de acoplamiento puede ser un acoplador de 3 dB, un acoplador de 6 dB o un híbrido de 90 grados o un aparato similar. Pueden usarse distintos acopladores o híbridos, pero el acoplador de 3 dB es en general más simple que un híbrido de 90 grados, y por lo tanto puede resultar preferible un acoplador de 3 dB. Los uno o más convertidores optoeléctricos pueden ser fotodiodos.

25 **Rectificación**

El rectificador es un aparato configurado para realizar rectificación. El rectificador y la rectificación son parte de la decodificación. Rectificación puede aplicarse de manera digital o analógica. Usar un rectificador puede
5 ofrecer una reducción de la complejidad computacional y / o de componentes físicos y por lo tanto del costo global. Por ejemplo, el rectificador puede usarse sin un convertidor analógico / digital (A/D). Una ventaja de la presente divulgación es por lo tanto la capacidad de eliminar la
10 necesidad de convertidores analógicos / digitales (A/D). Rectificación puede realizarse como rectificación de semionda de tal manera que la parte positiva o negativa de la señal es eliminada. Rectificación de semionda puede ser posible con una compuerta con una función de transferencia
15 no lineal. Una compuerta puede ser polarizada de manera tal que la parte negativa de la señal sea más baja que el umbral de la compuerta. Rectificación puede además realizarse como una rectificación de onda completa tal como un elemento cuadrador, donde todos los valores negativos
20 son convertido a valores positivos. Según se describe, rectificación puede ser transformación en señal cuadrada. Esto puede implementarse en componentes físicos o lógicos. En caso de una implementación en componentes lógicos, un convertidor analógico / digital puede ser implementado
25 antes del procesado en un procesador digital de señales

(DSP). Una alternativa a transformación en señal cuadrada puede lograrse por medio de transformación de la señal con método de Hilbert. Sin embargo, una variedad de otras soluciones puede ser posible. Ejemplo de rectificadores analógicos incluyen compuertas XOR y puentes de diodos. Tanto las compuertas XOR como los puentes de diodos permiten procesamiento de señal en tiempo real sin DSP y por lo tanto pueden resultar preferibles a un DSP.

10 **Sensibilidad**

Una ventaja de la presente divulgación puede ser que ofrece una mejora en rendimiento similar a la de la detección coherente siendo capaz de funcionar con una entrada 10-15 dB inferior que con la detección directa. Este rendimiento puede ser logrado gracias a esta amplificación desde el oscilador local.

Codificación

En una modalidad de la presente divulgación, la señal es codificada por uno o más aparatos de AM y FM simultáneos, tales como un láser con chirrido de frecuencia y / o un láser modulado directamente, en particular un DML o un VCSEL. Por consiguiente, el transmisor está configurado para generar una señal combinada de AM y FM por medio de uno o más aparatos de AM y FM combinadas, tales como un

láser con chirrido de frecuencia, en particular u DML o un VCSEL. Ambos DML y VCSEL tienen un ancho de línea extenso y un en general un costo bajo.

En otra modalidad de la presente divulgación, la señal está
5 codificada por uno o más aparatos de AM individuales y uno o más aparatos de FM individuales, de manera tal que esto permite usar formatos de modulación más avanzados con más niveles de amplitud y frecuencia. Por consiguiente, el transmisor está configurado para generar una señal
10 combinada de AM y FM por medio de uno o más aparatos de AM individuales, y por medio de uno o más aparatos de FM individuales

Sin importar la manera de generar las señal de AM y FM combinadas, la modulación de frecuencia es responsable de
15 como los diferentes estados son convertidos en frecuencias diferentes, mientras la modulación de amplitud es responsable de separar los diferentes estados de amplitud, de tal manera ofreciendo información adicional adecuada de los diferentes estados, la cual no está incluida en los
20 sistemas convencionales.

Las diferentes frecuencias, p.ej. los diferentes estados son separados por medio de separación de frecuencias, también llamada desplazamiento de FM. Por lo tanto, el desplazamiento de FM se define como una separación de
25 frecuencias entre los dos estados de la señal de frecuencia

modulada (FM). A manera de ejemplo, el desplazamiento de FM es la diferencia entre los estados "0" y los estados "1" de la señal de AM y FM combinadas, p.ej. la señal óptica.

En una modalidad de la presente invención, la modulación de frecuencia es configurada de tal manera que la separación de frecuencia, p.ej. el desplazamiento de FM, entre los estados en la señal óptica es menor a 15 GHz, o menor a 14 GHz, o menor a 13 GHz, o menor a 12 GHz, o menor a 11 GHz, o menor a 10 GHz.

En otra modalidad de la presente invención, la modulación de frecuencia es configurada de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica depende del ancho de banda de frecuencia del convertidor optoelectrónico.

En otra modalidad más de la presente invención, la modulación de frecuencia es configurada de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica es proporcional con un factor de proporcionalidad al ancho de banda de frecuencia del convertidos optoelectrónico.

En una modalidad preferida de la presente invención, el factor de proporcionalidad es de 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 modalidades de la presente invención, el factor de proporcionalidad depende de la distancia de transmisión.

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

5

La señal

En una modalidad, la señal es una salida óptica. En algunas modalidades, la señal puede ser una señal de RF. Además, la señal puede ser una señal inalámbrica o en una fibra
10 óptica. Además, la señal puede comprender uno o más canales de longitud de onda.

En una modalidad más preferida de la presente invención, la señal, por ejemplo la señal óptica es configurada con una relación de extinción de AM entre 3 dB y 6dB,
15 preferiblemente entre 4 dB y 5 dB, más preferiblemente aproximadamente 4.5 dB. Usar tal configuración puede por ejemplo permitir ajustar el sistema de transmisión de una manera sencilla.

El oscilador local

En una modalidad, el oscilador local es un láser no refrigerado, tal como un DML y /o VCSEL. Mientras que láseres no refrigerados tienen un costo bajo, el oscilador local puede también ser un costoso láser con control de
25 temperaturas . El oscilador local puede afinarse a una

frecuencia o longitud de onda de la señal. Esto puede ser una configuración dentro de banda o fuera de banda. En una configuración dentro de banda, el LO es afinado a una frecuencia o longitud de onda contenida en el espectro de la señal. En una configuración fuera de banda, el LO es afinado a una frecuencia o longitud de onda fuera del espectro de la señal. De esta manera, la selectividad de longitud de onda puede lograrse usando un oscilador local. Usando el oscilador local como selector de longitud de onda implica que la presente divulgación puede usarse sin filtros. Sin embargo, canales de longitud de onda pueden ser filtrados por una o más fibras ópticas. Por medio de afinación del oscilador local a una frecuencia, donde se encuentra un tipo de estado, el estado puede ser convertido hacia arriba a una frecuencia que puede ser más baja que otro estado convertido hacia arriba. La señal puede en general ser convertida hacia arriba a una frecuencia que es igual a la diferencia de frecuencia instantánea entre la de la señal y el LO. En algunas modalidades, la afinación puede depender del sistema; en particular la afinación puede depender de la temperatura. Por lo tanto, afinación a un estado puede incluir afinación del LO a una frecuencia o longitud de onda dentro o fuera del espectro.

El oscilador local puede usarse como un medio de selectividad de longitud de onda, similar a la detección

coherente, de tal manera eliminando la necesidad de instalar un filtro óptico antes del detector.

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

En otra modalidad de la presente invención, el desfase de frecuencia del oscilador local es mayor que el ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

En otra modalidad más de la presente invención, el desfase de frecuencia del oscilador local se ajusta para estar comprendido entre 1 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico, más preferiblemente, aproximadamente 1.2 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. El término "aproximadamente" se refiere a una desviación de hasta el 20%.

Detección de errores

En otra modalidad, detección de errores puede implementarse ventajosamente para la verificación del sistema. Detección de errores puede implementarse usando un módulo de detección de errores, tal como un medidor de tasa de error binario.

Polarización independiente

En una modalidad de la presente divulgación, puede ser preferible lograr la polarización independiente , por ejemplo si se implementa en sistemas comerciales. Existen varios métodos de lograr la polarización independiente. Un

5 método puede comprender utilizar un receptor múltiple de polarización, lo cual puede incluir la división de la señal y luz del oscilador local en dos polarizaciones ortogonales, de tal manera logrando cuatro canales, y la consiguiente combinación de estos cuatro canales. Otra

10 manera de lograr la polarización independiente puede ser por medio de aleatorización de polarización. Se pueden usar varios métodos distintos. Una tercer manera de lograr la polarización independiente puede ser por medio de control de polarización adaptable, que implica alinear la

15 polarización de la señal a la de la luz. Alternativamente, la polarización independiente puede lograrse alineando la polarización de la luz a la de la señal. En una modalidad preferida esto puede hacerse de manera automática. Esto podría lograrse por ejemplo por medio de escaneo y control

20 de la polarización del LO. Alternativamente, puede lograrse por medio de escaneo y control automático de 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

25 puede ser polarizada en la de la luz o señal usando un

controlador de polarización manual.

EJEMPLOS

Ejemplo 1 - Espectro antes de combinación con LO:

5 La Figura 1 muestra una modalidad de un espectro de una
señal de AM y FM combinadas antes de combinarla con la luz
del oscilador local. 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
10 frecuencia como amplitud. La relación de extinción es la
relación de energía entre es estado "0" y el estado "1".

Ejemplo 2 - Espectro después de combinación con LO:

La Figura 2 muestra una modalidad de un espectro de una
15 señal de AM y FM combinadas antes y después de combinarla
con la luz del oscilador local, también llamado batido.
Puede apreciarse que el oscilador local está afinado a una
frecuencia donde se encuentra el estado "1" (1). El LO está
afinado cerca pero no exactamente al estado "1" (1). El
20 estado "1" está convertido hacia arriba a una frecuencia
que es más baja que el estado "0" (0) convertido hacia
arriba. La relación de extinción es la relación de energía
entre es estado "0" (0) y el estado "1" (1). Resulta
interesante notar que después de batir la señal con la luz
25 del oscilador local, seguido de rectificar la señal, el

estado "0" baja, de esta manera ofreciendo una relación de extinción mejorada. Cuando la señal está en el estado "1" (1), la amplitud es alta 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.

Ejemplo 3 - Señal antes de rectificación:

La Figura 3 muestra una modalidad de una nivel de señal antes de la rectificación. Esta señal se logra usando un híbrido de 90 grados de manera tal que la señal comprende componentes en fase y de cuadratura. A partir de esta señal, los componentes en fase y de cuadratura de la señal en sí no ofrecen información sobre la señal.

Ejemplo 4 - Señal después de rectificación:

La Figura 4 muestra una modalidad de una nivel de señal después de la rectificación y filtración de paso bajo. Esta señal se logra usando un híbrido de 90 grados de manera tal que la señal comprende componentes en fase y de cuadratura. Los componentes en fase y cuadratura son combinados en una señal y luego rectificados. A partir de esta señal, la señal rectificada ofrece información sobre la señal. Información sobre estado "0" y estado "1" es significativa y puede ser determinada por medio de detección de umbral.

Ejemplo 5 - Rectificación:

La Figura 5 muestra una modalidad de rectificación de semionda y de onda completa de una señal de radiofrecuencia. Usar rectificación de semionda implica que
 5 la mitad de la señal es borrada.

Ejemplo 6 - Un sistema:

La Figura 6 muestra una modalidad de la presente divulgación. Una señal codificada combinada de AM / FM (2)
 10 es, junto con la luz del oscilador local (3), combinada en un acoplador (4) en dos convertidores optoeléctricos (5), los cuales convierten la señal en dos señales eléctricos y los pasan todavía a un rectificador (6), donde las señales eléctricas son decodificadas.

15

Ejemplo 7 - Desafinación de un oscilador local usando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (conexión local directa):

La Figura 7 muestra un ejemplo de como la tasa de error binario (BER) depende de la potencia de entrada del receptor, para varias frecuencias del oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo se muestra la relación para una conexión local directa. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es de 5 GHz,
 20 lo cual equivale a la velocidad binaria del sistema (5
 25

Gbps). Se pueden apreciar valores óptimos de la frecuencia de LO y la amplitud del impulso. La amplitud de impulso está fija en este valor óptimo, y la frecuencia de LO es variada alrededor del valor óptimo. Por lo tanto, es posible por ejemplo encontrar la sensibilidad del receptor a un BER de $10e-9$ para una desafinación específica. Este ejemplo muestra que el convertidor optoeléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. Por lo tanto, 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 8 - Desafinación de un oscilador local usando un fotodiodo con un ancho de banda 1.5 veces la velocidad binaria del sistema (conexión local directa):

La Figura 8 muestra un ejemplo de como la tasa de error binario (BER) depende de la potencia de entrada del receptor, para varias frecuencias del oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo se muestra la relación para una conexión local directa. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es de 7.5GHz, lo cual constituye 1.5 veces la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se pueden apreciar valores óptimos de la frecuencia de LO y la amplitud del impulso. La amplitud de

impulso está fija en este valor óptimo, y la frecuencia de LO es variada alrededor del valor óptimo. Por lo tanto, es posible por ejemplo encontrar la sensibilidad del receptor a una BER de $10e-9$ para una desafinación específica. Este ejemplo muestra que el convertidor optoelectrónico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. Por lo tanto, 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 - Desafinación de un oscilador local usando un fotodiodo con el mismo ancho de banda que la velocidad binaria del sistema (SSMF de 100 km):

La Figura 9 muestra un ejemplo de como la tasa de error binario (BER) depende de la potencia de entrada del receptor, para varias frecuencias del oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo se muestra la relación para una conexión local directa. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es de 5 GHz, lo cual equivale a la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se pueden apreciar valores óptimos de la frecuencia de LO y la amplitud del impulso. La amplitud de impulso está fija en este valor óptimo, y la frecuencia de LO es variada alrededor del valor óptimo. Por lo tanto, es

posible por ejemplo encontrar la sensibilidad del receptor a una BER de $10e-9$ para una desafinación específica. Este ejemplo muestra que el convertidor optoelectrónico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. Por lo tanto, 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 - Desafinación de un oscilador local usando un fotodiodo con un ancho de banda 1.5 veces la velocidad binaria del sistema (SSMF de 100 km):

La Figura 10 muestra un ejemplo de como la tasa de error binario (BER) depende de la potencia de entrada del receptor, para varias frecuencias del oscilador local. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo se muestra la relación para una conexión local directa. En este ejemplo, el ancho de banda del fotodiodo es de 7.5GHz, lo cual constituye 1.5 veces la velocidad binaria del sistema (5 Gbps). Se pueden apreciar valores óptimos de la frecuencia de LO y la amplitud del impulso. La amplitud de impulso está fija en este valor óptimo, y la frecuencia de LO es variada alrededor del valor óptimo. Por lo tanto, es posible por ejemplo encontrar la sensibilidad del receptor a una BER de $10e-9$ para una desafinación específica. Este

ejemplo muestra que el convertidor optoeléctrico, en este caso el fotodiodo, tiene un ancho de banda de frecuencia predefinido. Por lo tanto, el ancho de banda de frecuencia predefinido para el fotodiodo es proporcional a la
 5 velocidad binaria del sistema, y en este ejemplo, el factor de proporcionalidad es 1.5.

Ejemplo 11 - pérdidas por desafinación de LO:

La Figura 11 muestra un ejemplo de como la sensibilidad del
 10 receptor a una BER de $10e-9$ depende de la desafinación del LO. Se modela el ejemplo como se muestra. En este ejemplo, la dependencia está basada en los datos de las Figuras 7-10. Este ejemplo muestra que usar un fotodiodo con un ancho de banda 1.5 veces la velocidad binaria del sistema mejora
 15 la sensibilidad del receptor. Esta mejora es más pronunciada en el caso de baja dispersión (conexión local directa). Por lo tanto, este ejemplo ha demostrado que desafinación del LO incrementa con el incremento del ancho de banda del fotodiodo. Además, la dispersión desplaza la
 20 desafinación del LO de la simetría alrededor de la frecuencia óptima hacia una tolerancia sesgada a favor de valores de desafinación positivos, a comparación con valores de desafinación negativos. Las tolerancias de 1 -dB están listados en la tabla abajo del gráfico.

Ejemplo 12 - Modulación de frecuencia (desplazamiento de FM) frente amplitud de impulso de VCSEL:

La Figura 12 muestra un ejemplo de como el desplazamiento de FM depende del voltaje de pico a pico de la señal usada para impulsar el VCSEL. Se modela el ejemplo como se muestra. Como se puede apreciar a partir del gráfico en la Figura 12, hay una relación lineal entre el desplazamiento de FM y la amplitud de impulso de VCSEL. Se ha comprobado que esta relación es independiente de la velocidad binaria.

10

Ejemplo 13 - Relación de extinción de AM frente amplitud de impulso de VCSEL:

La Figura 13 muestra un ejemplo de como el relación de extinción de AM depende del voltaje de pico a pico de la señal usada para impulsar el VCSEL. Se modela el ejemplo como se muestra. Como se puede apreciar a partir del gráfico en la Figura 13, hay una relación lineal entre la relación de extinción de AM y la amplitud de impulso de VCSEL. Se ha comprobado que esta relación es independiente de la velocidad binaria.

20

Ejemplo 14 - Desplazamiento de FM óptimo frente ancho de banda de PD:

La Figura 14 muestra un ejemplo de la amplitud de impulso óptima y el desplazamiento FM resultante a 5 Gbps por

25

conexión local directa y después de una transmisión por 100 km de SSMF como una función de ancho de banda de PD. Se modela el ejemplo como se muestra. Puede apreciarse que para una dispersión baja (conexión local directa), el desplazamiento de FM óptimo es casi igual al ancho de banda. Para una dispersión alta (SSMF de 100 km), el desplazamiento de FM óptimo es casi constante con el incremento del ancho de banda del PD. La ventaja de un desplazamiento de FM grande es contrarrestada por una creciente pérdida por dispersión que se debe al aumento del ancho de banda de la señal óptica para un desplazamiento de FM grande.

Ejemplo 15 - Desplazamiento óptimo de frecuencia de LO de la frecuencia de nivel 1:

La Figura 15 muestra un ejemplo de como la frecuencia de nivel-cero (F_0) y nivel-uno (F_1) depende de la amplitud de impulso. Se modela el ejemplo como se muestra. La frecuencia es normalizada a la frecuencia del VCSEL sin modular, p.ej. $F_0=F_1=0$. Tanto F_0 como F_1 dependen linealmente de la amplitud de impulso. F_1 se desplaza hacia frecuencias más altas, mientras que F_0 se desplaza hacia frecuencias más bajas. La frecuencia central entre las mismas se desplaza ligeramente hacia frecuencias más bajas. Esto se debe al chirrido adiabático ocasionado por el

calentamiento del VCSEL debido a la potencia RMS de la señal de impulso del VCSEL. En una modalidad de la presente invención, el desplazamiento de la frecuencia central se elimina controlando las temperaturas del VCSEL.

5

Ejemplo 16 - Desplazamiento óptimo de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y la F1 (conexión local directa):

La Figura 16 muestra un ejemplo de como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y F1 varía con la amplitud de impulso para un fotodiodo de 5 Gbps y 7.5 Ghz (conexión local directa). Se modela el ejemplo como se muestra. Puede apreciarse que el LO debería ser afinado para tener un desfase constante de la F1, sin importar la amplitud de impulso y por lo tanto independientemente del desplazamiento de FM.

10
15

Ejemplo 17 - Desplazamiento óptimo de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y la F1 (SSMF de 100 km):

La Figura 17 muestra un ejemplo de como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la frecuencia central de señal y F1 varía con la amplitud de impulso para un fotodiodo de 5 Gbps y 7.5 GHz (SSMF de 100 km). Se modela el ejemplo como se muestra. Puede apreciarse que la frecuencia de LO es casi la misma para todas la amplitudes de impulso y por lo tanto

20
25

para todos los valores del desplazamiento de FM. En otras palabras, este ejemplo muestra lo opuesto del ejemplo ofrecido en el Ejemplo 16. A partir de este ejemplo, puede apreciarse que la frecuencia de LO óptima depende de la dispersión.

Ejemplo 18 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces la velocidad binaria (conexión local directa, 5 Gbps):

La Figura 18 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema de conexión local directa. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 7.5 GHz y el desfase es de

7-9 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.9 y 1.2 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo se ha demostrado que para una dispersión baja, el desfase óptimo de frecuencia del LO es independiente de la relación de extinción de AM.

Ejemplo 19 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces la velocidad binaria (conexión local directa, 5 Gbps):

La Figura 19 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema de conexión local directa. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y

preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 10 GHz y el desfase es de 9.5-12.5 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.95 y 1.25 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo se ha demostrado que para una dispersión baja, el desfase óptimo de frecuencia del LO es independiente de la relación de extinción de AM.

Ejemplo 20 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces la velocidad binaria (SSMF de 40 km, 5 Gbps):

La Figura 20 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la

velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este

5 ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el

10 desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 7.5 GHz y el desfase es de aproximadamente 7-10 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.9 y 1.35

15 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.5 veces el

20 ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, se ha demostrado que para una dispersión relativamente baja

el desfase óptimo de frecuencia de LO es independiente de la relación de extinción de AM.

Ejemplo 21 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces la velocidad binaria (SSMF de 40 km, 5 Gbps) :

5 La Figura 21 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes
10 relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal
15 óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 10 GHz y el desfase es de aproximadamente 9-13 GHz. Por
20 lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.9 y 1.3 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el
25 desfase varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1

y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, se ha demostrado que para una dispersión relativamente baja el desfase óptimo de frecuencia de LO es independiente de la relación de extinción de AM.

Ejemplo 22 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces la velocidad binaria (SSMF de 80 km, 5 Gbps):

La Figura 22 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 80 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 7.5 GHz y el desfase es de

aproximadamente 5-9 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.6 y 1.2 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase
 5 óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este ejemplo varía muy poco en el rango entre aproximadamente 0.5 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

10

Ejemplo 23 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces la velocidad binaria (SSMF de 80 km, 5 Gbps) :

15 La Figura 23 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 80 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes
 20 relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal
 25 óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor

amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 10 GHz y el desfase es de aproximadamente 7-12 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.7 y 1.2 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este ejemplo varía muy poco en el rango entre aproximadamente 0.5 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

Ejemplo 24 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces la velocidad binaria (conexión local directa, 10 Gbps):

La Figura 24 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema de conexión local directa. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se

ajusta para tener un desfase predefinido de, y
preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los
estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es
estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el
5 desfase depende del ancho de banda del convertidor
optoeléctrico. En este ejemplo, el ancho de banda del
convertidor optoeléctrico es de 15 GHz y el desfase es de
aproximadamente 15-21 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo,
el desfase se ajusta para estar comprendido entre 1 y 1.4
10 veces el ancho de banda del convertidor optoeléctrico. A
partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase
óptimo de frecuencia del LO varía poco con el
desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este
ejemplo varía muy poco en el rango entre 1 y 1.5 veces el
15 ancho de banda del convertidor optoeléctrico.

**Ejemplo 25 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1
como función del desplazamiento de FM usando un ancho de
banda de fotodiodo 2 veces la velocidad binaria (conexión
20 local directa, 10 Gbps):**

La Figura 25 muestra como el desfase óptimo de frecuencia
de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un
ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad
binaria para un sistema de conexión local directa. Se
25 modela el ejemplo como se muestra. Resultados para

diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y
5 preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del
10 convertidor optoelectrónico es de 20 GHz y el desfase es de aproximadamente 18-29 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre 0.9 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase
15 óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este ejemplo varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

20

Ejemplo 26 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces la velocidad binaria (SSMF de 40 km, 10 Gbps):

25 La Figura 26 muestra como el desfase óptimo de frecuencia

de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 1.5 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 15 GHz y el desfase es de aproximadamente 13-21 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre aproximadamente 0.9 y 1.4 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este ejemplo varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.5 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

Ejemplo 27 - Desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1

como función del desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces la velocidad binaria (SSMF de 40 km, 10 Gbps):

La Figura 27 muestra como el desfase óptimo de frecuencia de LO de la F1 depende de desplazamiento de FM usando un ancho de banda de fotodiodo 2 veces mayor que la velocidad binaria para un sistema con SSMF de 40 km. Se modela el ejemplo como se muestra. Resultados para diferentes relaciones de extinción de AM también se incluyen en los resultados modelados. Por lo tanto, en este ejemplo se muestra que la frecuencia del oscilador local se ajusta para tener un desfase predefinido de, y preferiblemente mayor que, la frecuencia de uno de los estados en la señal óptica codificada, preferiblemente es estado con la mayor amplitud. Además se muestra que el desfase depende del ancho de banda del convertidor optoelectrónico. En este ejemplo, el ancho de banda del convertidor optoelectrónico es de 20 GHz y el desfase es de aproximadamente 22-32 GHz. Por lo tanto, en este ejemplo, el desfase se ajusta para estar comprendido entre aproximadamente 1.1 y 1.6 veces el ancho de banda del convertidor optoelectrónico. A partir de este ejemplo se hace evidente que el desfase óptimo de frecuencia del LO varía poco con el desplazamiento de FM. En otras palabras, el desfase en este ejemplo varía muy poco en el rango entre aproximadamente 1 y 1.6 veces el

ancho de banda del convertidor optoelectrónico.

Ejemplo 28 -Desplazamiento de FM óptimo como un función de ancho de banda de fotodetector y distancia de transmisión (5 Gbps):

La Figura 28 muestra un ejemplo de como el desplazamiento óptimo de FM depende del ancho de banda de fotodetector y la distancia de transmisión, para sistemas de 5 Gbps. A partir de este ejemplo se hace evidente que la modulación de frecuencia se configura de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica depende del ancho de banda de frecuencia del convertidor optoelectrónico, en particular la modulación de frecuencia se configura de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados de la señal óptica es proporcional, con un factor de proporcionalidad, al ancho de banda de frecuencia del convertidor optoelectrónico. Para un sistema de conexión local directa, el factor de proporcionalidad es de aproximadamente 1.2, mientras que para un sistema con SSMF de 40 km, el factor de proporcionalidad es de aproximadamente 1 y para un sistema con SSMF de 80 km, el factor de proporcionalidad es de aproximadamente 0.8. Por lo tanto, se hace evidente que la dispersión disminuye el desplazamiento de FM óptimo.

Ejemplo 29 -Desplazamiento de FM óptimo como un función de ancho de banda de fotodetector y distancia de transmisión (10 Gbps) :

La Figura 29 muestra un ejemplo de como el desplazamiento
5 óptimo de FM depende del ancho de banda de fotodetector y la distancia de transmisión, par sistemas de 10 Gbps. A partir de este ejemplo se hace evidente que la modulación de frecuencia se configura de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados en la señal óptica depende
10 del ancho de banda de frecuencia del convertidor optoelectrónico, en particular la modulación de frecuencia se configura de tal manera que la separación de frecuencia entre los estados de la señal óptica es proporcional, con un factor de proporcionalidad, al ancho de banda de
15 frecuencia del convertidor optoelectrónico. Para un sistema de conexión local directa, el factor de proporcionalidad es de aproximadamente 0.8, mientras que para un sistema con SSMF de 40 km, el factor de proporcionalidad es de aproximadamente 0.4. Por lo tanto, se hace evidente que la
20 dispersión disminuye el desplazamiento de FM óptimo. Además, un ancho de banda más alto de fotodetector aumenta el desplazamiento de FM óptimo.