



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR COMO MODULADOR
ÓPTICO PARA UN SISTEMA DE TELECOMUNICACIONES

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
JAIRO JAVIER MADERA RODRÍGUEZ

TUTOR
DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN
INSTITUTO DE INGENIERÍA

MÉXICO, CIUDAD DE MÉXICO. JUNIO DE 2017

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR

Secretario: DRA. MOUMTADI FÁTIMA

Vocal: DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN

1^{er.} Suplente: DR. CEBALLOS HERRERA DANIEL ENRIQUE

2^{d o.} Suplente: DR. MATÍAS MARURI JOSÉ MARÍA

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Instituto de Ingeniería, UNAM

TUTOR DE TESIS:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

FIRMA

Agradecimientos

A mi madre y mi tía que sin su apoyo nunca habría llegado hasta aquí, por sus consejos y sus regaños, pero sobre todo por su cariño incondicional.

A todos amigos, por sus bromas y por su tiempo.

Al Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón por todo su apoyo, asesorías y tiempo, pero sobre todo por permitirme trabajar bajo su tutela porque trabajar con los mejores me impulsa a mejorar personal y profesionalmente.

A mis sinodales por sus consejos y el tiempo dedicado a la revisión de esta tesis.

Al Instituto de Ingeniería de la UNAM, al programa de Maestría y Doctorado, al Concejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por brindarme los recursos necesarios para concluir mis estudios de Maestría.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por brindarme la oportunidad de cumplir mis metas y sueños, mi eterno agradecimiento por todas las enseñanzas de vida.

Índice

RESUMEN.....	10
CAPÍTULO 1	11
FÍSICA DE LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS DE SEMICONDUCTOR	11
1.1 Materiales semiconductores	11
1.1.1 Semiconductores intrínsecos.....	12
1.1.2 Semiconductores extrínsecos.....	12
1.2 Portadores de carga en semiconductores y proceso de recombinación.....	14
1.3 Bandas de energía en los semiconductores.....	15
1.3.1 Niveles de energía de Fermi.....	17
1.4 Región Activa y unión P-N (homoestructura).....	19
1.5 Emisión y absorción de fotones	20
1.6 Características de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor.....	22
1.7.1 Bombeo e inversión de población.....	23
1.7.2 Saturación de la ganancia.....	26
1.7.3 Dinámica interbanda e intrabanda.....	27
1.7.3.1 Procesos interbanda.....	27
1.7.3.2 Procesos intrabanda.....	29
1.7.4 Distorsión de secuencia de bits "Data-Patterning"	30
CAPÍTULO 2	32
LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS DE SEMICONDUCTOR PARA MODULACIÓN	32
2.1 Modulación óptica	33
2.2 Modulación directa y externa.....	34
2.3 Tipos de moduladores ópticos.....	36
2.3.1 Los moduladores electro-ópticos.....	36
2.3.2 Los moduladores de electro-absorción.....	36
2.4 Estado del arte del SOA como modulador.....	37
2.4.1 Cavity resonante.....	38
2.4.2 Resonador en anillo (Microring Resonator).....	40
2.4.3 Ecuilizador electrónico	41
2.4.4 Ecuilizador electrónico, FEC y SOA encapsulado.....	42
2.4.5 Delay Interferometer	43
2.4.6 Rejillas en cascada (Arrayed Waveguide Grating).....	45
2.4.7 Fibras birrefringentes.....	46
2.4.8 Moduladores híbridos basados en SOA.....	47
CAPÍTULO 3	49
SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR	49
3.1 Modelo y simulación del SOA.....	49
3.1.1 LabVIEW para la simulación	49
3.2 Modelo físico del SOA.....	50
3.3 Parámetros y descripción del simulador	54
3.4 Validación del modelo.....	56
3.4.1 Mediante la aproximación en estado estable (parte lineal)	56
3.4.2 Mediante Matlab.....	57
3.4.3 Mediante la comparación de resultados experimentales.....	58
3.5 Curvas características del SOA	60
3.5.1 Potencia Vs Corriente de Bombeo.....	60

3.5.2 Ganancia Vs Corriente de Bombeo.....	61
3.5.3 Potencia de saturación.....	62
3.5.4 Respuesta en frecuencia.....	64
3.5.5 Razón de Extinción.....	67
CAPÍTULO 4.....	70
PRUEBAS DE MODULACIÓN.....	70
4.1 Comportamiento del SOA bajo un formato de modulación tradicional: NRZ.....	70
4.1.1 Factor de calidad.....	71
4.1.2 Razón de Extinción.....	71
4.1.3 Ganancia obtenida.....	74
4.1.4 Régimen de elección.....	75
4.1.5 Resultados para el régimen más favorable: NRZ.....	76
4.2 Formato de modulación OFDM.....	80
4.2. OFDM óptico.....	82
4.3 Detección Directa Vs Detección Coherente.....	82
4.4 DD-OOFDM.....	82
4.4.1 El transmisor Hermitiano.....	83
4.4.2 El transmisor Hilbert.....	84
4.4.3 El transmisor de conversión ascendente con filtro óptico.....	84
4.5 Comportamiento del SOA bajo formato de modulación avanzado: OFDM.....	86
4.5.1 Resultados para 16QAM a 4 Gb/s (1 GBaud/s).....	88
4.5.2 Resultados para 16QAM a 8 Gb/s (2 GBaud/s).....	93
4.5.3 Resultados para 16QAM a 16 Gb/s (4 GBaud/s).....	98
4.5.4 Resultados para 16QAM y 32QAM a 28 Gb/s.....	100
4.5.5 Resultados para 16QAM y 32QAM a 32 Gb/s.....	103
CAPÍTULO 5.....	107
CONCLUSIONES GENERALES.....	107
APÉNDICE.....	111
REFERENCIAS.....	113
GLOSARIO.....	118

Índice de Figuras

Fig. 1.1. Configuración del cristal de silicio.	12
Fig. 1.2. Configuración del cristal de silicio dopado.	13
Fig. 1.3. Bandas de energía en el cristal de Silicio.	14
Fig. 1.4. Flujo de cargas en un cristal de Silicio.	15
Fig. 1.5. Densidad de estados vs niveles de energía.	16
Fig. 1.6. Estructura de bandas en materiales.	17
Fig. 1.7. Niveles de Fermi en distintos materiales.	18
Fig. 1.8. (a) Semiconductores tipo N y P uniformemente dopados antes de la unión. (b) Campo eléctrico en la región espacial de carga y diagrama de bandas de energía en la unión p-n.	19
Fig. 1.9. Esquema (a), y diagrama de bandas (b) para la unión p-n polarizada directamente.	20
Fig. 1.10. Procesos de absorción (a), emisión espontánea (b) y estimulada (c).	21
Fig. 1.11. Índice de refracción y confinamiento en una Heteroestructura.	22
Fig. 1.12. Bandas de energía de la Heteroestructura y perfil del índice de refracción para un confinamiento reducido.	23
Fig. 1.13. Niveles de energía antes y después del bombeo.	24
Fig. 1.14. Acumulación de electrones en la región activa.	25
Fig. 1.15. Estructura del SOA.	25
Fig. 1.16. Gráfica de la saturación de un amplificador.	27
Fig. 1.17. Tiempo de recuperación de la ganancia tras la inyección de un pulso corto.	28
Fig. 1.18. Dinámica de portadores.	30
Fig. 1.19. Data patterning.	31
Fig. 2.1. Diagrama de bloques de un sistema óptico de comunicaciones.	32
Fig. 2.2. (a) campo no modulado; (b) amplitud modulada; (c) frecuencia modulada.	33
Fig. 2.3. (a) Intensidad no modulada; (b) Intensidad modulada.	33
Fig. 2.4. Variación de la corriente y potencia óptica resultante.	35
Fig. 2.5. Esquemas de modulación directa y externa.	35
Fig. 2.6. Modulador Mach-Zehnder.	36
Fig. 2.7. Configuración experimental para una transmisión de 360 km [21].	39
Fig. 2.8. Curvas BER antes y después de los 360 km [21].	39
Fig. 2.9. Configuración de modulación basado en SOA y filtro MRR [23].	40
Fig. 2.10. Configuración experimental modulador SOA y ecualizador electrónico [24].	41
Fig. 2.11. BER vs OSNR con ecualizador (With) y sin ecualizador (W/O) para 30 y 50 km [24].	41
Fig. 2.12. Configuración experimental utilizada para evaluar la implementación tipo mariposa del SOA [16].	42
Fig. 2.13. Configuración experimental con ecualizador DI.	44

Fig. 2.14. Diagrama de ojo para 2.5 Gb/s, 5 Gb/s, 7.5Gb/s, 10.7 Gb/s con (w/) y sin ecualizador (w/o) DI [27].	44
Fig. 2.15. Factor de calidad (Q) de una señal NRZ en función de la longitud (Detuning) del AWG [28].	45
Fig. 2.16. Modulador basado en SOA y fibras birrefringentes.	46
Fig. 2.17. Diagramas de ojo de la señal óptica modulada a la salida del SOA (a) y a la salida de la fibra birrefringente (b), picosegundos/división [30].	47
Fig. 2.18. Fotografía del SOA fabricado con una doble sección [31].	48
Fig. 3.1. Diagrama del sistema de simulación en LabVIEW.	55
Fig. 3.2. Ventana principal del simulador.	56
Fig. 3.3. Ganancia en función de la corriente de bombeo.	57
Fig. 3.4. Ganancia proporcionada por el SOA en función de la corriente de bombeo.	58
Fig. 3.5. Potencia de la señal óptica modulada por el SOA validada experimentalmente [37].	59
Fig. 3.6. Potencia de la señal óptica modulada por el SOA obtenida en nuestro simulador.	59
Fig. 3.7. Señal óptica simulada en color negro, curva discontinua de color rojo pertenece a la señal validada.	60
Fig. 3.8. Potencia de salida en función de la corriente de bombeo constante para diferentes potencias ópticas continuas.	61
Fig. 3.9. Ganancia en función de la corriente de bombeo constante para diferentes potencias ópticas continuas.	62
Fig. 3.10. Ganancia en función de la potencia óptica de salida para una corriente de bombeo de 310 mA.	63
Fig. 3.11. Ganancia en función de la potencia óptica de entrada para una corriente de bombeo de 310 mA.	63
Fig. 3.12. Respuesta en frecuencia para una potencia óptica continua de inyección de -5 dBm.	64
Fig. 3.13. Respuesta en frecuencia para una potencia óptica continua de inyección de -5 dBm.	65
Fig. 3.14. Curvas de respuesta en frecuencia para diferentes potencias ópticas de entrada (P_{inCW}).	65
Fig. 3.15. Ancho de banda en función de la potencia óptica continua de inyección.	66
Fig. 3.16. Curvas de ER en función de la frecuencia para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA para diferentes potencias ópticas de entrada (P_{inCW}).	67
Fig. 3.17. Curvas de Potencia promedio, potencia pico y razón de extinción en función de la potencia óptica continua de inyección, para una frecuencia de 2.5 [GHz].	68
Fig. 4.1. Curvas de factor de calidad en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.	71
Fig. 4.2. Curvas de razón de extinción en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.	72
Fig. 4.3. Diagrama de ojo para una P_{inCW} de 5 dBm a una corriente de bombeo de 100 mA a 300 mA a 5 Gb/s.	73
Fig. 4.4. Diagrama de ojo para una P_{inCW} de 5 dBm a una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 5 Gb/s.	73
Fig. 4.5. Curvas de ganancia en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.	74
Fig. 4.6. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 1 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).	77

Fig. 4.7. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 5 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).	77
Fig. 4.8. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 7.5 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).	77
Fig. 4.9. Concepto de modulación multiportadora ortogonal.	80
Fig. 4.10. Diagrama a bloques de un sistema OFDM genérico [42].	81
Fig. 4.11. Diagrama de bloques para modulación óptica OFDM con detección directa [42].	83
Fig. 4.12. Diagrama de bloques del transmisor DD-OOFDM usando simetría Hermitiana.	83
Fig. 4.13. Diagrama a bloques del transmisor DD-OOFDM usando la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia.	84
Fig. 4.14. Diagrama a bloques del transmisor DD-OOFDM usando la conversión ascendente y filtro óptico.	85
Fig. 4.15. Espectro de la señal óptica OFDM de banda lateral única para 16QAM a 16Gb/s, Bias 275 mA, Swing 100 mA, P_{inCW} -5 dBm.	86
Fig. 4.16. Configuración Back-to-Back para la simulación DD-OOFDM.	87
Fig. 4.17. Curvas del EVM en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.	89
Fig. 4.18. Curvas del BER en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.	90
Fig. 4.19. Efecto del Bias en la potencia óptica de operación.	92
Fig. 4.20. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.	92
Fig. 4.21. Diagramas de constelación en el receptor OFDM @ 4 Gb/s.	93
Fig. 4.22. Curvas del EVM en función de la potencia óptica de entrada @ 8 Gb/s.	94
Fig. 4.23. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada con Swing 100 y 75 mA @ 8 Gb/s.	95
Fig. 4.24. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada con Swing 50 mA @ 8 Gb/s.	95
Fig. 4.25. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 8 Gb/s.	96
Fig. 4.26. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 8 Gb/s.	97
Fig. 4.27. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 16 Gb/s.	100
Fig. 4.28. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada @ 28 Gb/s.	101
Fig. 4.29. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 28 Gb/s.	101
Fig. 4.30. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 28 Gb/s.	103
Fig. 4.31. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada @ 32 Gb/s.	104
Fig. 4.32. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 32 Gb/s.	104
Fig. 4.33. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 32 Gb/s.	106
Fig. A1. Curvas de BER en función del EVM[%].	112
Fig. A2. Curvas de BER en función del EVM[dB].	112

Índice de Tablas

<i>Tabla. 1. Parámetros empleados en el sistema de simulación [37].</i>	54
<i>Tabla. 2. Efecto de la variación de la corriente de bombeo y la P_{inCW} en las curvas características del SOA.</i>	69
<i>Tabla. 3. Regímenes utilizados.</i>	70
<i>Tabla. 4. Efecto en los parámetros empleados en el sistema de simulación NRZ.</i>	75
<i>Tabla. 5. Comparativa de potencia y ganancia.</i>	79
<i>Tabla. 6. Comparativa de potencia y ganancia sin EDFAs.</i>	79
<i>Tabla. 7. Regímenes utilizados.</i>	87
<i>Tabla. 8. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 2 GBaud/s.</i>	96
<i>Tabla. 9. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 4 GBaud/s.</i>	98
<i>Tabla. 10. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 28Gb/s.</i>	102
<i>Tabla. 11. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 32Gb/s.</i>	105
<i>Tabla. 12. Resumen general de los regímenes de operación del SOA.</i>	109
<i>Tabla. 13. Equivalencias entre EVM[%], EVM[dB] y BER para M-QAM.</i>	111

Resumen

El objetivo de esta tesis es realizar una investigación basada en el modelado y la simulación con el fin de sustituir los moduladores ópticos que comúnmente se utilizan en los sistemas ópticos como son los moduladores de Electro-Absorción o los basados en el uso de interferómetros *Mach-Zehnder*, por un modulador basado en el uso de un Amplificador Óptico de Semiconductor. La intención es conocer las ventajas y desventajas de utilizarlo como modulador-amplificador bajo diferentes formatos de modulación tanto tradicionales como avanzados en configuración de modulación externa.

Con base en el análisis numérico se encontró que bajo modulación *NRZ*, se puede alcanzar tasas de 10.3 Gb/s con un *BER* de 10^{-9} y ganancia de 7.15 dB, mientras que para *OFDM* se lograron tasas de 28 Gb/s con un *BER* hasta de 10^{-14} y 10^{-24} para 16QAM y 32QAM respectivamente, con pérdidas menores a las de cualquier modulador tradicional. Los resultados para cada formato de modulación presentados en esta tesis pueden ser de utilidad para el diseño de nuevos sistemas ópticos de comunicaciones.

Abstract

The aim of this thesis is to conduct a research based on modeling and simulation in order to replace the optical modulators commonly used in optical systems such as Electro-Absorption modulators or those based on the use of *Mach-Zehnder* interferometers, with a modulator based on a Semiconductor Optical Amplifier. The intention is to know the advantages and disadvantages of using it as modulator-amplifier under different modulation formats like conventional and advanced, in external modulation configuration.

Based on the numerical analysis it was found that under *NRZ* modulation, rates of 10.3 Gb/s can be achieved with a *BER* of 10^{-9} and gain of 7.15 dB. While for *OFDM*, rates of 28 Gb/s can be achieved, with a *BER* up to 10^{-14} and 10^{-24} for 16QAM and 32QAM respectively, with lower losses than any traditional modulator. The results of each modulation format presented in this thesis can be useful for new optical communications systems designs.

Capítulo 1

Física de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor

En este capítulo se explican brevemente los conceptos necesarios para entender el funcionamiento de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor ó *Semiconductor Optical Amplifiers (SOA)*. La física del *SOA* es importante para poder comprender los conceptos de ganancia lineal y no lineal, saturación y tiempo de recuperación que serán de utilidad para los objetivos de esta tesis, en la que se busca modular una señal de manera digital utilizando como elemento modulador precisamente un *SOA*, entendiendo sus limitaciones y ventajas.

1.1 Materiales semiconductores

Los semiconductores son materiales utilizados para la construcción de los *SOA*; los elementos más comunes para su construcción son: Indio (In), Galio (Ga), Arsénico (As), Fósforo (P), Silicio (Si), Germanio (Ge) y Aluminio (Al). Estos materiales pueden variar su conductividad debido a condiciones externas e internas, por ejemplo, el campo eléctrico, la presión, la radiación incidente o la temperatura, de modo que bajo ciertas condiciones su conductividad puede ser elevada como en los metales o muy baja como en los aislantes [1].

1.1.1 Semiconductores intrínsecos

Los materiales semiconductores formados por elementos en estado puro son denominados semiconductores intrínsecos, no se encuentran dopados (contaminados) con algún otro material por lo que la estructura del material es homogéneo. Presentan en su estructura arreglos cristalinos unidos por enlaces covalentes, dos electrones por cada enlace, hasta alcanzar la estabilidad de su estructura electrónica. Los semiconductores intrínsecos tienen igual número de electrones en la banda de conducción que huecos en la banda de valencia. Esto se muestra gráficamente en la Fig. 1.1.

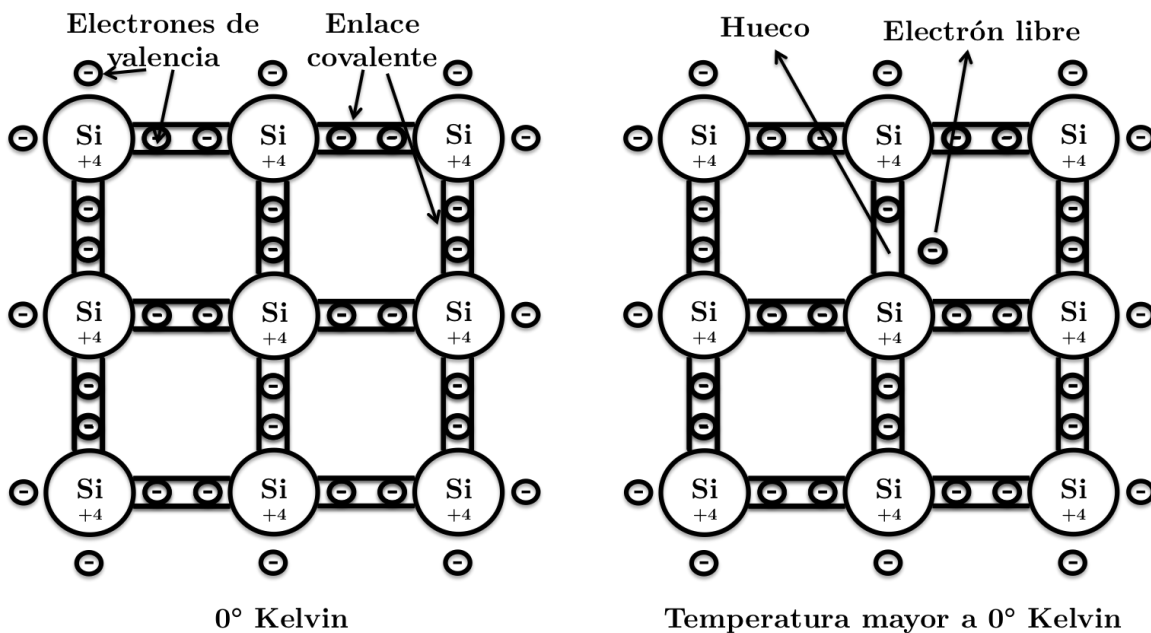


Fig. 1.1. Configuración del cristal de silicio.

1.1.2 Semiconductores extrínsecos

Los semiconductores extrínsecos son aquellos a los cuales se ha agregado algún tipo de impureza minoritaria. Dependiendo del tipo de impureza se pueden obtener dos tipos: Semiconductor tipo P (son mayores el número de cargas Positivas) y semiconductor tipo N (cargas Negativas son mayoría).

Cuando existe una deficiencia de electrones para formar los enlaces covalentes (completar el número de electrones para una estructura estable) se tiene una carga positiva debido a la falta de esos electrones y se denomina material tipo P.

Generalmente los materiales tipo P son formados por elementos semiconductores de cuatro electrones de valencia (Silicio) dopados con elementos de tres electrones de valencia como el Boro, Aluminio y Galio. Esto se muestra en el esquema de la Fig. 1.2 (izquierda).

Cuando se genera un exceso de electrones, la carga del material se vuelve Negativa, formando así un material tipo N, generalmente formados por materiales de cuatro electrones de valencia dopados con elementos con cinco electrones de valencia como el Arsénico, Antimonio y Fósforo. Esto se muestra en el esquema de la Fig. 1.2 (derecha).

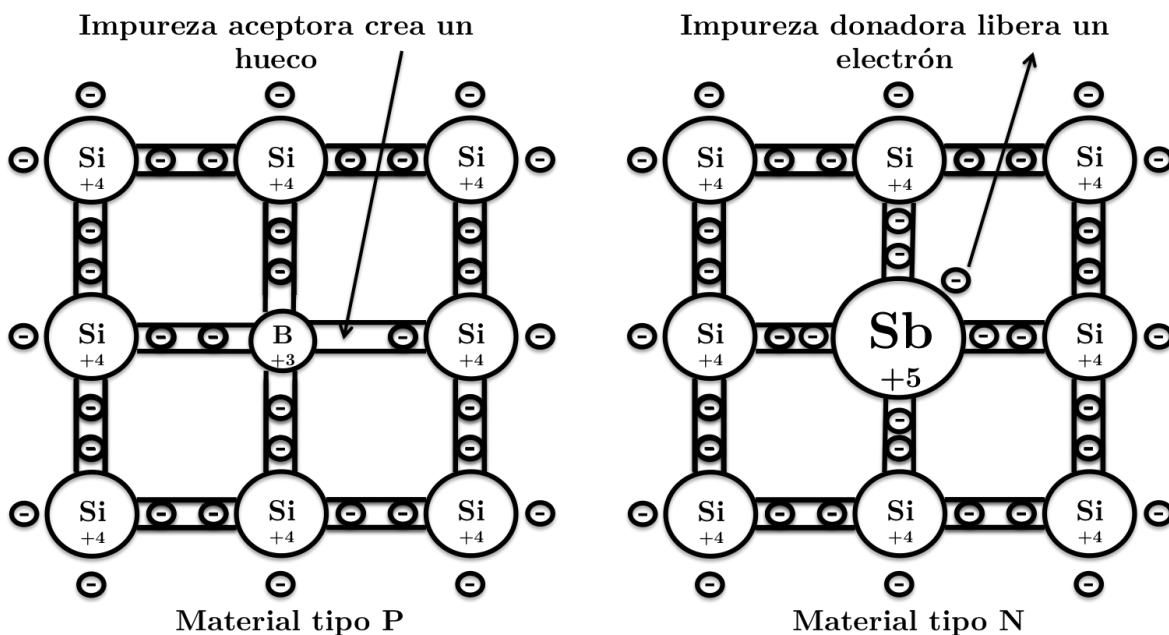


Fig. 1.2. Configuración del cristal de silicio dopado.

Las propiedades eléctricas en los semiconductores extrínsecos dependen de la cantidad de cargas por volumen en el material. En los semiconductores intrínsecos las cargas positivas y negativas están equilibradas, por lo que la conductividad del material depende de la energía suministrada que rompe los enlaces covalentes.

1.2 Portadores de carga en semiconductores y proceso de recombinación

Cuando el material recibe energía, ya sea térmica, radiación, etc., los electrones pueden abandonar el enlace que forman y pasar a un estado energético mayor, es decir, pasan a la banda de conducción, dejando un hueco en su lugar (un hueco en la banda de valencia), con lo cual el material pasa a tener un comportamiento de conductor. En el caso del silicio, a temperaturas mayores a cero grados Kelvin, los enlaces covalentes empiezan a romperse dejando electrones libres, como en el caso de la Fig. 1.3, estos electrones libres son los portadores de carga tipo N; de forma similar los huecos dejados por los electrones se consideran con carga positiva denominándose portadores tipo P.

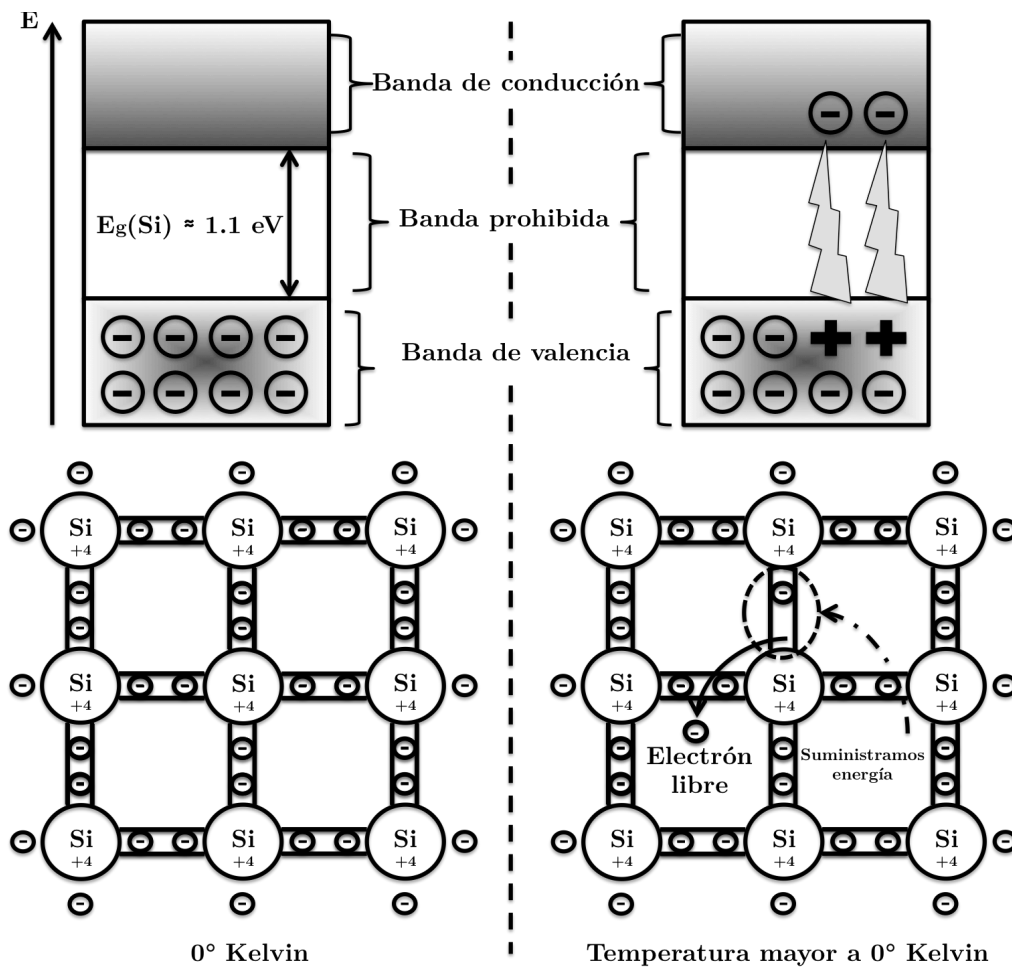


Fig. 1.3. Bandas de energía en el cristal de Silicio.

Un electrón libre se encuentra en un estado de mayor energía (banda de conducción) que aquellos confinados en los enlaces (banda de valencia), cuando el electrón fluye por el material y queda atrapado en un hueco se produce el fenómeno de recombinación, electrón y hueco se recombinan "aniquilando" sus cargas. En otras palabras, el electrón "cae" de la banda de conducción a la banda de valencia perdiendo energía, que puede ser expulsada en forma de calor (movimiento) o radiación, en el primer caso emitiendo un fonón y en el segundo caso emitiendo un fotón [2].

Como ejemplo, en la Fig. 1.4 vemos como al aplicar un campo eléctrico a un semiconductor intrínseco de silicio, el electrón fluye hacia el polo positivo, mientras que el hueco fluye hacia el polo negativo. Antes de que el electrón alcance el otro extremo del material este encuentra un hueco y se recombina emitiendo un fotón.

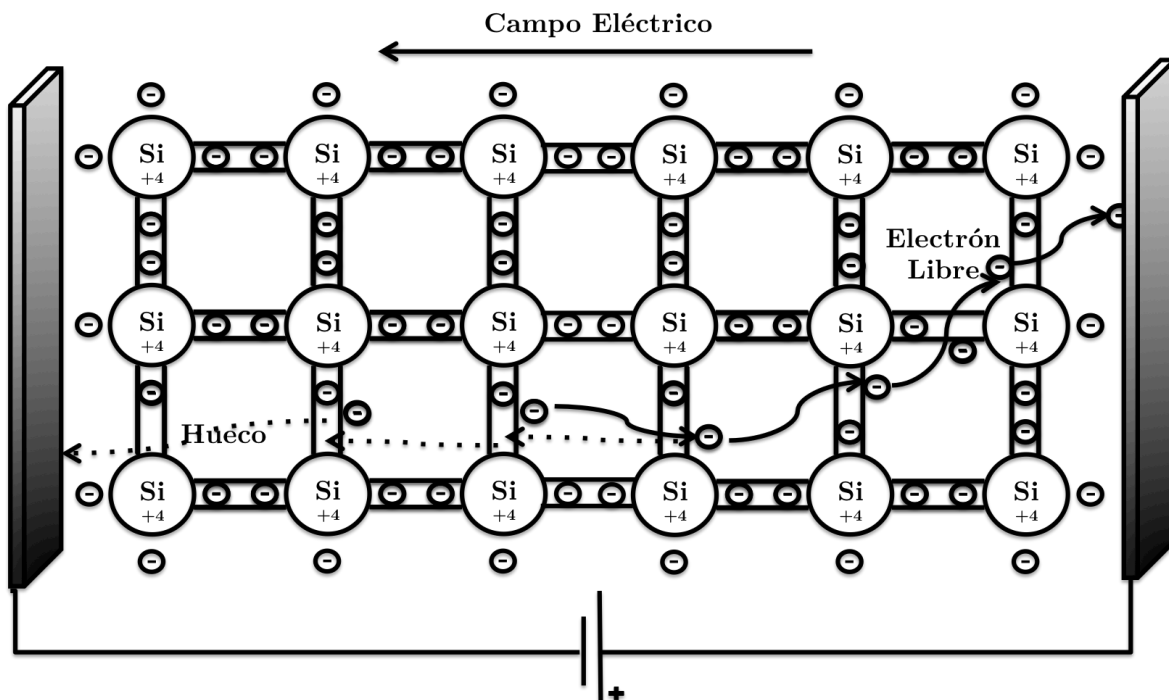


Fig. 1.4. Flujo de cargas en un cristal de Silicio.

1.3 Bandas de energía en los semiconductores

Los niveles de energía se pueden aplicar tanto a electrones individualmente como a un conjunto de ellos para describir la estructura electrónica del material. Cuando

analizamos un solo electrón sabemos que este puede tener estados energéticos y este puede saltar de un nivel a otro, si el electrón se encuentra en la superficie del átomo podrá ir del nivel energético de valencia al de conducción. Si se analizan más electrones que conforman el material, tendremos más de dos electrones que no podrán ocupar el mismo nivel energético según el principio de exclusión de Pauli [3] y estos se posicionarán en los niveles energéticos más cercanos, tan cercanos uno de otro que forman una banda "continua" de energía tal como se muestra en la Fig. 1.5. A la distancia que se encuentra entre el nivel de energía inferior de la banda de conducción y el nivel de energía superior de la banda de valencia se le denomina banda prohibida ó *gap* en inglés y representa la energía requerida para romper el enlace entre dos electrones [3].

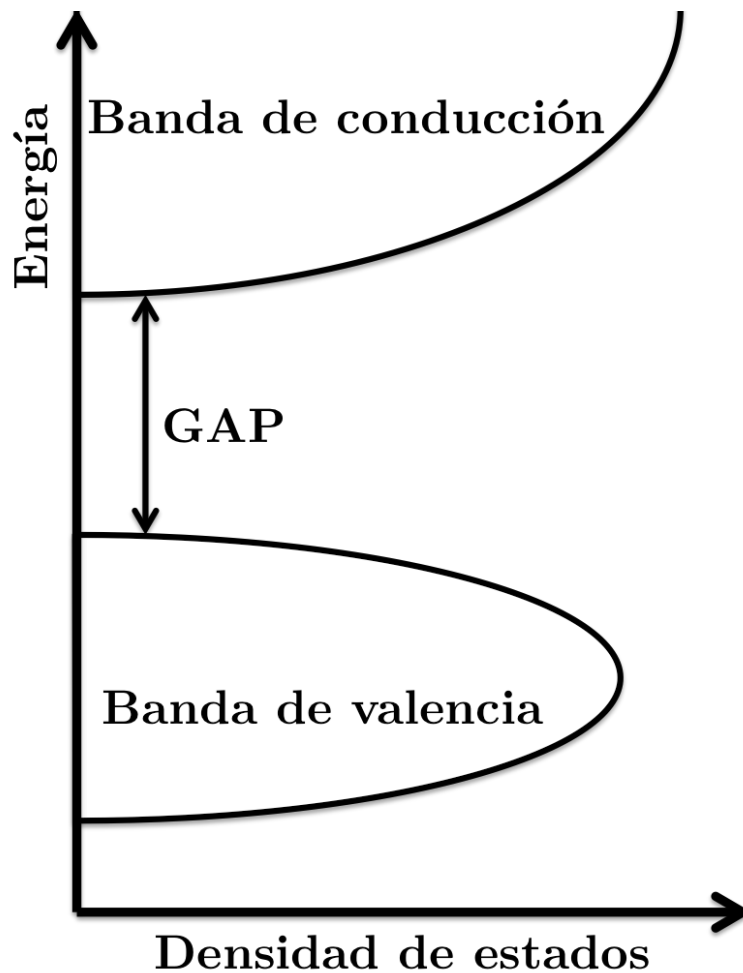


Fig. 1.5. Densidad de estados vs niveles de energía.

Así con la estructura de bandas de materiales se puede determinar la naturaleza conductora. En la Fig. 1.6 se representan los diferentes tipos de materiales, aquellos con ausencia de banda prohibida son conductores, banda prohibida mayor a 4eV aislantes y aquellos entre 0.5 a 4eV se consideran semiconductores [4].

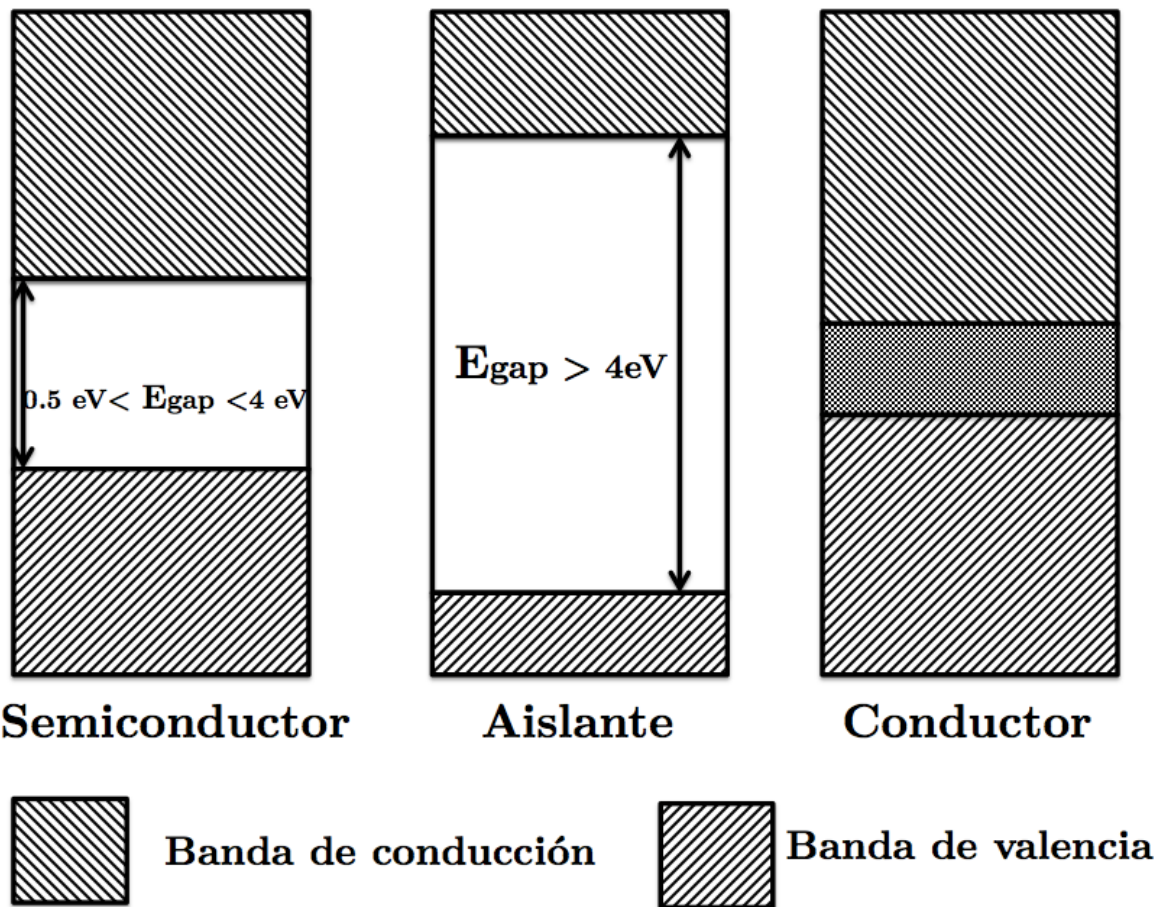


Fig. 1.6. Estructura de bandas en materiales.

1.3.1 Niveles de energía de Fermi

Los amplificadores de semiconductor están fabricados con materiales tipo P y tipo N, para poder analizar la estructura completa del dispositivo es necesario acudir a los niveles de energía de Fermi.

Para determinar en qué niveles de energía se encuentra la mayor cantidad de portadores en los diferentes materiales utilizamos la distribución Fermi-Dirac. Esta distribución incorpora los conceptos de mínima energía y el principio de exclusión de Pauli. El principio de mínima energía es considerado en el contexto de equilibrio térmico cuando los electrones se encuentran en el estado de mínima energía posible, a cero grados Kelvin.

El principio de exclusión de Pauli nos dice que únicamente un fermión puede ocupar un sólo estado cuántico. Los fermiones se van posicionando en estados de menor energía. En cero absoluto, todos los niveles de energía están llenos hasta un máximo

nivel de energía, llamado nivel de Fermi (E_f) Fig. 7(a). A mayor temperatura, se observa que la transición entre estados completamente llenos y estados completamente vacíos es gradual.

La función de distribución Fermi-Dirac es la siguiente [5]:

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{(E-E_F)/kT}} \quad (1.1)$$

Esta ecuación representa la probabilidad de encontrar un electrón en algún nivel de energía E , donde E_f representa el nivel de Fermi que sirve de referencia, K es la constante de Boltzmann ($k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K), y T es la temperatura en Kelvin [5].

Esta distribución nos indica que para cero grados Kelvin la probabilidad de encontrar un electrón en la banda de conducción es nula, mientras que la probabilidad de encontrar electrones en la banda de valencia es máxima. En caso de temperaturas mayores a cero la probabilidad de encontrar electrones en la banda de conducción crece conforme la temperatura aumenta.

Para semiconductores donde la concentración de electrones es mayor, como se muestra en la Fig. 1.7(b), la distancia entre la banda de conducción con respecto al nivel Fermi es la menor, mientras que para materiales tipo P la banda de valencia está más cercana al nivel de Fermi, Fig. 1.7(c). Por lo tanto, la ubicación de las bandas de energía con respecto al nivel de Fermi expresa el tipo y grado de dopaje de los materiales semiconductores.

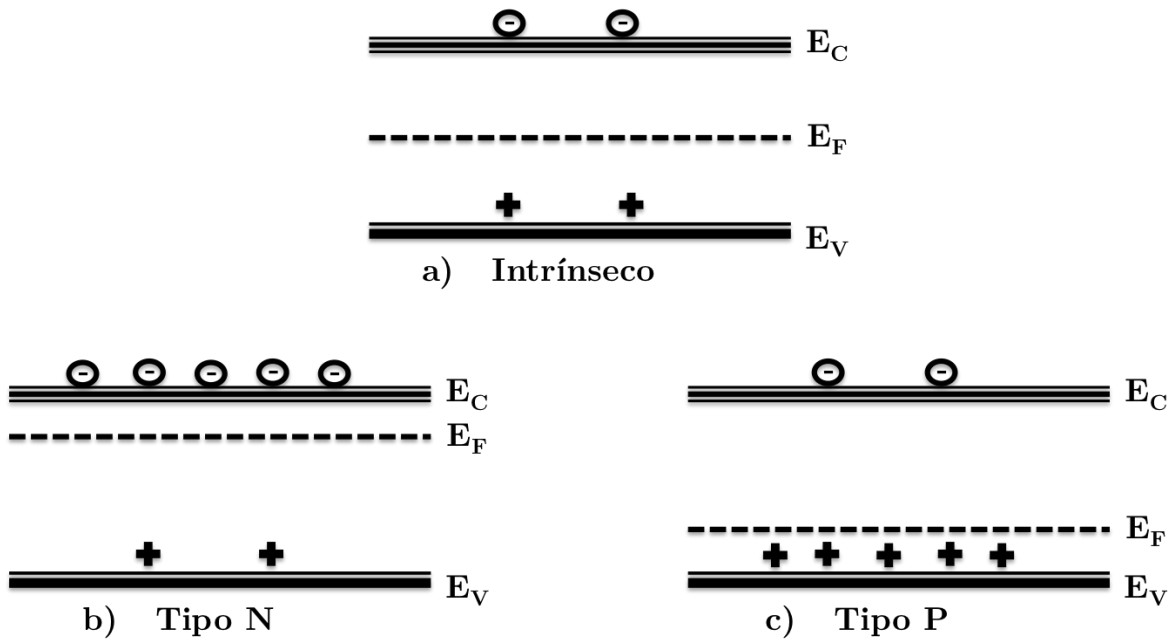


Fig. 1.7. Niveles de Fermi en distintos materiales.

1.4 Región Activa y unión P-N (homoestructura)

El amplificador óptico de semiconductor consta de una región activa, normalmente formada por InGaAsP (semiconductor que posibilita la absorción de longitudes de onda alrededor de los infrarrojos) unida a un semiconductor tipo P y un tipo N. Este tipo de configuración, mostrada en la Fig. 1.8, es llamada heteroestructura [6].

Primero analizaremos una unión P-N (Fig. 1.8(a)) y cómo es que se genera la barrera de potencial que es necesaria igualar o superar para el funcionamiento de algunos dispositivos. Con una temperatura mayor a cero Kelvin, los distintos portadores en cada semiconductor se ordenan dentro del material, los electrones dentro de la región N se mueven hacia la región P y los huecos dentro de la región P se apilan hacia la región N creando así un flujo de electrones y de huecos. En la intersección Fig. 1.8(b) de ambos materiales, es tan fuerte la atracción de los portadores contrarios que se crea una zona en la cual se agotan tanto portadores N como P, quedando únicamente los iones positivos en el material tipo N y los iones negativos en el material tipo P, representados como pequeños hexágonos en la Fig. 1.8(b), esta zona es llamada la zona de agotamiento o región espacial de carga.

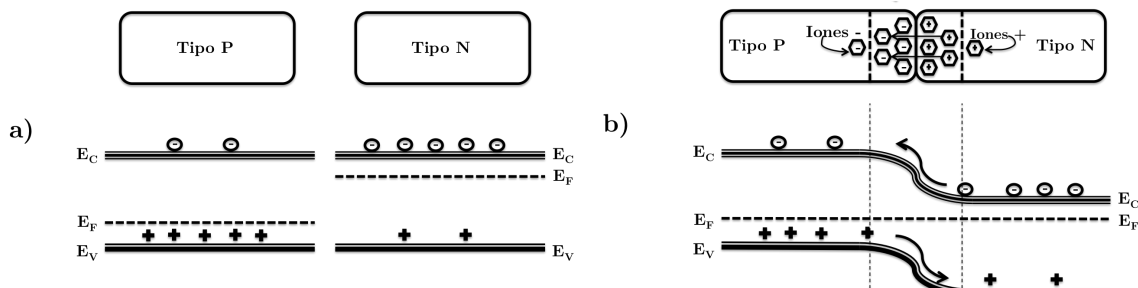


Fig. 1.8. (a) Semiconductores tipo N y P uniformemente dopados antes de la unión. (b) Campo eléctrico en la región espacial de carga y diagrama de bandas de energía en la unión p-n.

La presencia de las cargas en la zona de agotamiento forma un campo eléctrico con su respectiva diferencia de potencial interno V_{int} , este potencial interno se ve reflejado en el desnivel que se observa en la banda de energía tal y como se ilustra en la Fig. 1.8 (b).

Al hecho de aplicar una polarización directa a la estructura se le denomina *bombeo*. Al aplicar el bombeo reducimos ese potencial interno, este proceso se ilustra en la Fig. 1.9(a). Cuando el bombeo iguala o supera el V_{int} se genera un flujo de electrones Fig. 1.9(b); si se sobrepasa por mucho el V_{int} , el dispositivo se daña. Al aplicar una polarización inversa provocamos que la zona de agotamiento se amplíe por lo que el

V_{int} aumenta, en este caso no existe flujo de corriente considerable, la configuración en inversa es utilizada en los fotodetectores.

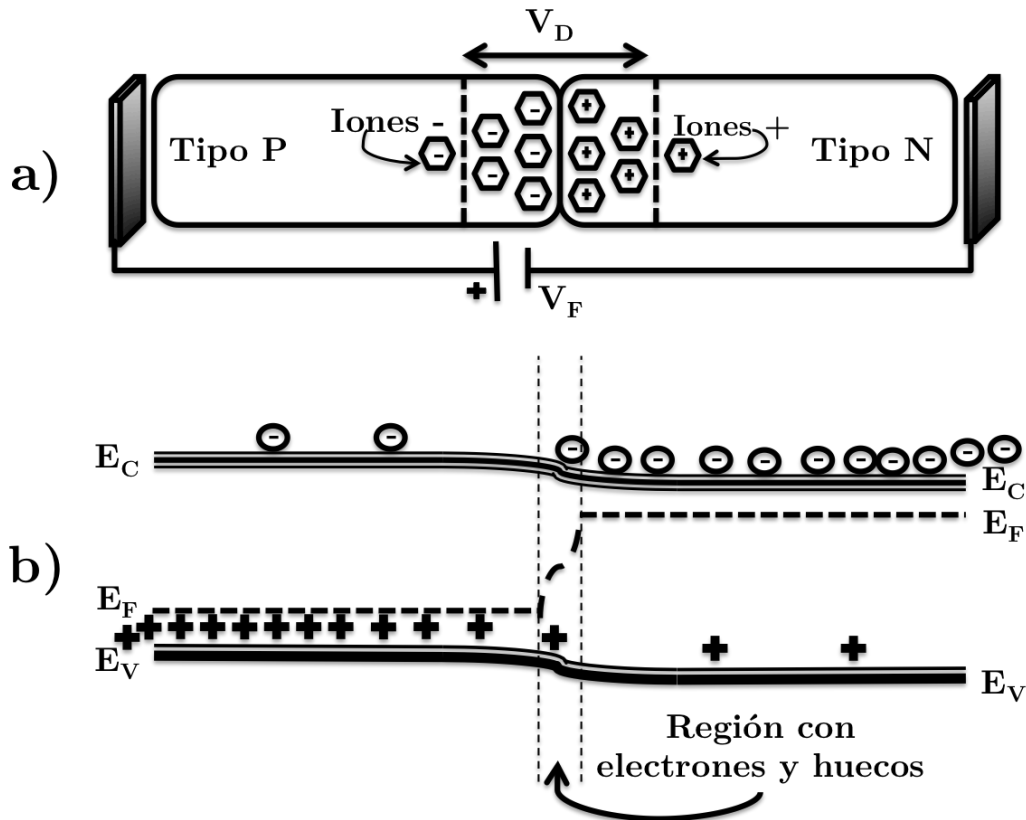


Fig. 1.9. Esquema (a), y diagrama de bandas (b) para la unión p-n polarizada directamente.

1.5 Emisión y absorción de fotones

Ahora estudiaremos el proceso de emisión de fotones y para ello es necesario introducirnos a los mecanismos de recombinación que en general pueden dividirse en dos categorías: recombinación radiativa y no radiativa [7].

La recombinación no radiativa de un par electrón-hueco, está caracterizada por la ausencia de fotón emitido. Esta recombinación ocurre en interfaces o segmentos defectuosos del material semiconductor.

La recombinación radiativa de electrones y huecos es responsable de la emisión estimulada. Una cantidad considerable de recombinaciones radiativas genera una ganancia óptica.

La emisión espontánea, Fig. 1.10(b), se genera cuando un electrón en la banda de conducción cae espontáneamente a la banda de valencia liberando la diferencia de energía en forma de un fotón.

La emisión estimulada, Fig. 1.10(c), se genera cuando un electrón en la banda de conducción cae a la banda de valencia debido a la estimulación de un fotón exterior cuya energía es igual a la diferencia entre banda de valencia y conducción. Esta caída del electrón genera un nuevo fotón con la misma frecuencia, polarización y fase que el fotón original. A la salida se tiene el fotón original y el fotón producto de la emisión estimulada.

En el caso de la absorción, que se puede apreciar en la Fig. 1.10(a), un fotón externo es absorbido por el material, provocando que un electrón en la banda de valencia suba a la banda de conducción.

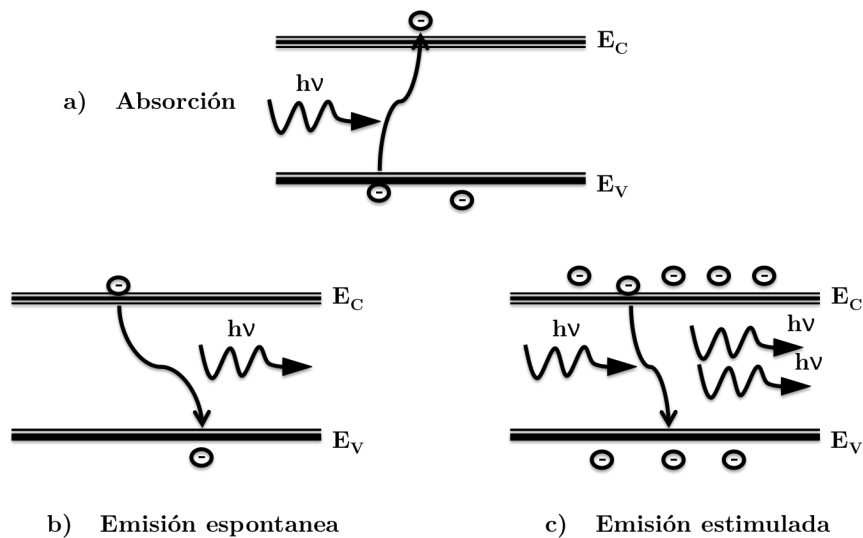


Fig. 1.10. Procesos de absorción (a), emisión espontánea (b) y estimulada (c).

Como resultado del decaimiento del electrón a un nivel energético de menor energía la diferencia de energía es expulsada en forma de un fotón. Sabemos por la teoría cuántica que la luz además de comportarse como una onda se comporta como partícula, de donde podemos saber que cada fotón emitido tiene cierta energía que es igual a la frecuencia " ν " de la onda multiplicado por la mínima cantidad de energía cuantificable introducida por Max Planck, la constante de Planck " h " igual a 6.26×10^{-34} Js.

$$E = h\nu \quad (1.2)$$

Con esas bases de la mecánica cuántica podemos ligar la longitud de onda con el *gap* de las bandas de energía, ya que tanto la energía del fotón como la diferencia de

energía entre la banda de valencia y conducción deben ser iguales para que ocurra el proceso de emisión.

1.6 Características de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor

El SOA está formado por una doble heteroestructura. Como ya vimos la heteroestructura es la unión de dos diferentes semiconductores con diferente tipo de dopaje. Es decir que la región activa se encuentra entre el semiconductor tipo P y el tipo N [6].

El medio activo también es un semiconductor, con el mismo número de portadores N y P, por lo que en su interior los electrones se apilan hacia el semiconductor tipo P y los huecos hacia el tipo N. En esta región es donde se genera el proceso de emisión estimulada que da lugar a la ganancia óptica.

En la Fig. 1.11 podemos ver la doble heteroestructura, las capas que la conforman poseen distintos índices de refracción que producen un perfil que favorece una propagación de la luz similar a la obtenida en una fibra óptica [6].

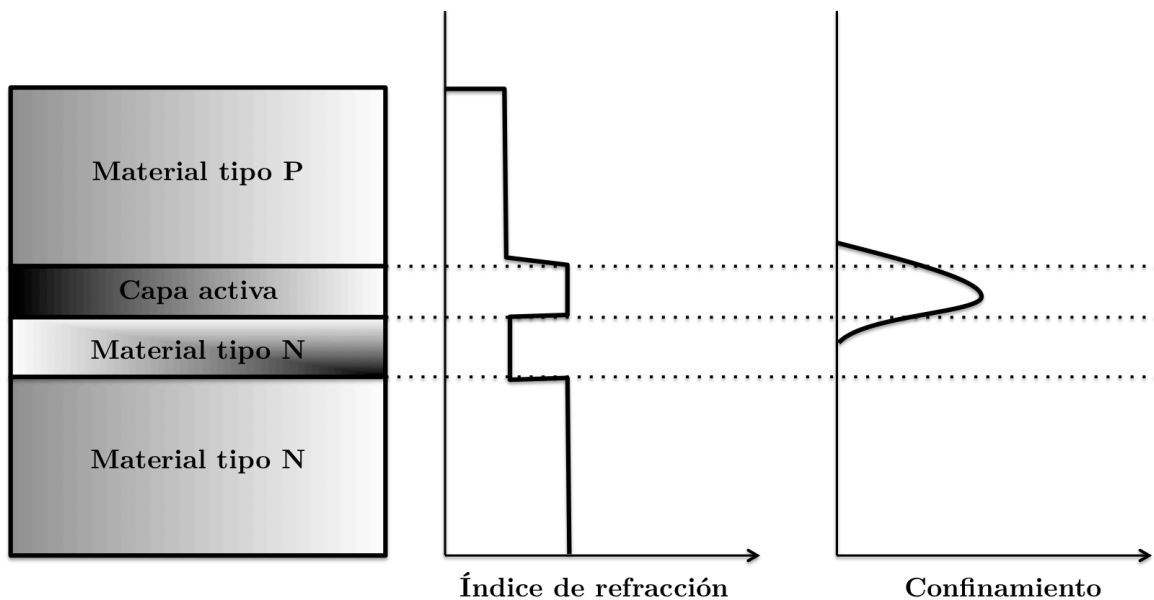


Fig. 1.11. Índice de refracción y confinamiento en una Heteroestructura.

La Fig. 1.12 muestra el diagrama de bandas para la doble heteroestructura del SOA. En ella se observa cómo los niveles de energía de la región activa son menores a los

materiales semiconductores mientras que en la región activa es mucho menor, confiando así el flujo de fotones en una región determinada.

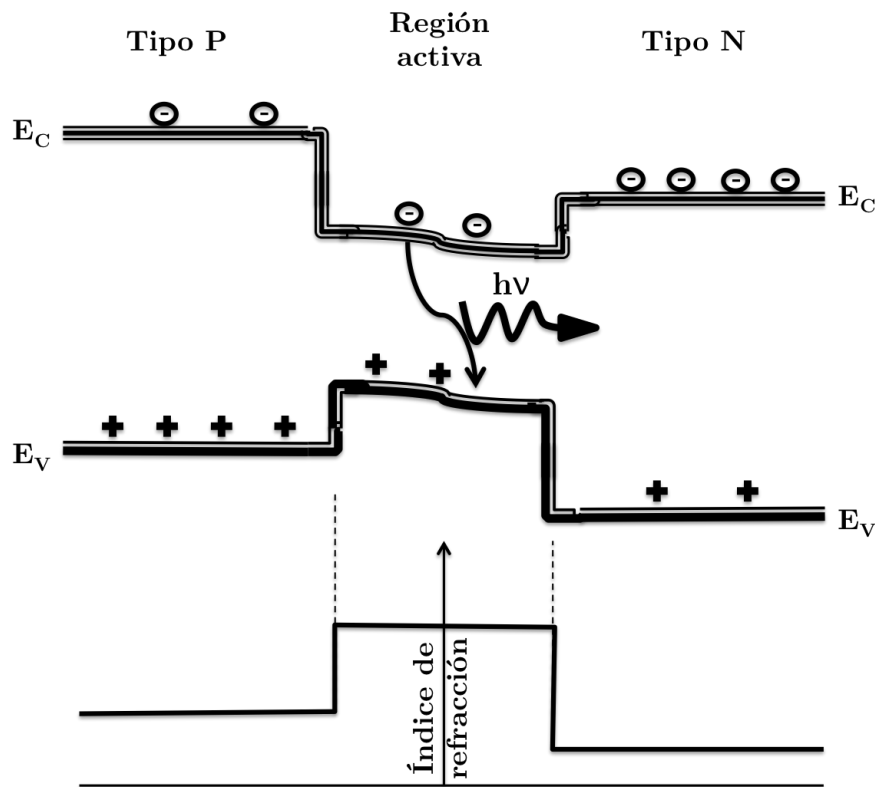


Fig. 1.12. Bandas de energía de la Heteroestructura y perfil del índice de refracción para un confinamiento reducido.

Como resultado de tener un menor *gap* en la región activa los portadores se apilan en la misma, se puede decir que la región activa actúa como un acumulador de electrones y huecos, esto se puede ver más fácilmente en la representación gráfica de los niveles de energía en la Fig. 1.14.

1.7.1 Bombeo e inversión de población

En la Fig. 1.13(b) se ejemplifica el bombeo, como vimos anteriormente se produce cuando la heteroestructura es polarizada directamente y se sobrepasa la barrera de potencial V_{inv} los portadores en cada semiconductor empiezan a acumularse tal como se observa en la figura, originalmente en el material intrínseco se tiene la mayoría de huecos en la banda de conducción y la mayoría de electrones en la banda de valencia Fig. 1.13(a). Al aplicar el bombeo se van inyectando electrones a la banda de conducción y huecos a la de valencia y en el momento que la cantidad

de huecos se sobrepasa por el número de electrones, suministrados por el bombeo, se produce la inversión de población.

Esta inversión de población es necesaria para el funcionamiento del SOA, ya que sitúa la mayor cantidad de electrones posibles en la banda de conducción, asegurando que la probabilidad de que ocurra emisión de fotones sea mucho mayor que la probabilidad de que los fotones incidentes en el material intrínseco sean absorbidos. Asegurar que la mayoría de los electrones se encuentren en la banda de conducción listos para generar un nuevo fotón al momento de ingresar una señal óptica cuando se interactúe con el material intrínseco garantiza que ocurra lo que conocemos como emisión estimulada. De no generarse la inversión de población la probabilidad de obtener emisión estimulada por fotones incidentes sería muy baja y entonces el fenómeno que dominaría es la absorción.

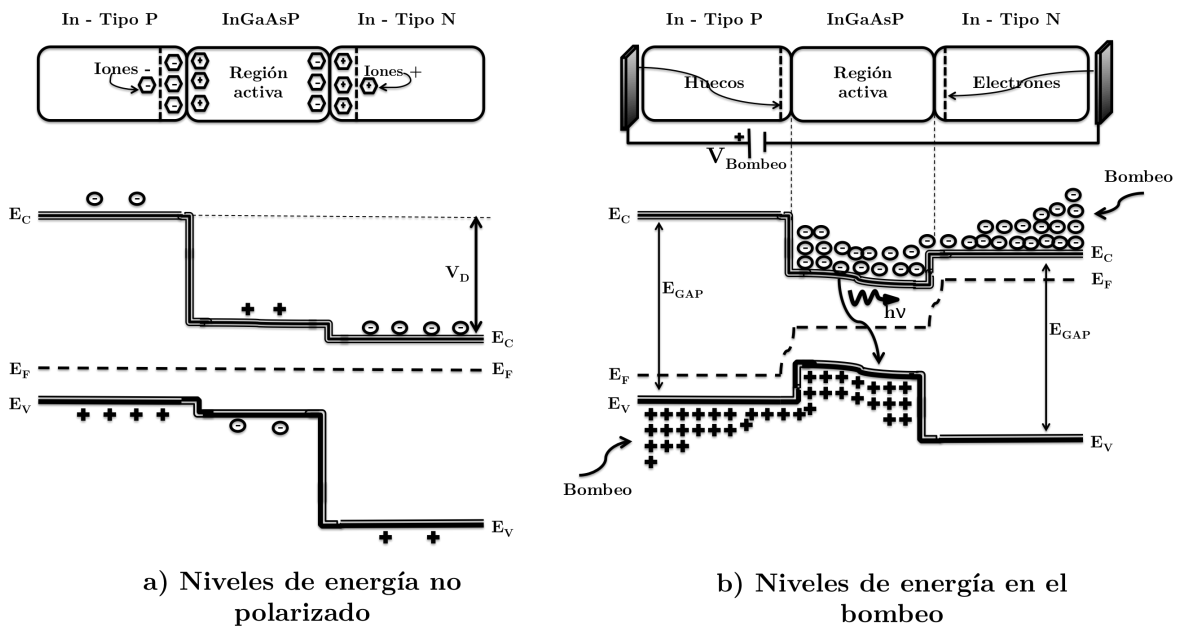


Fig. 1.13. Niveles de energía antes y después del bombeo.

En la Fig. 1.14 al inyectar fotones en la zona activa, ésta actúa como una guía de onda para el flujo de fotones generado en la emisión estimulada. Así que esta configuración permite que la interacción entre electrones-huecos y fotones se realice en una región determinada que puede ser bien adaptada para la compatibilidad con fibras ópticas [8].

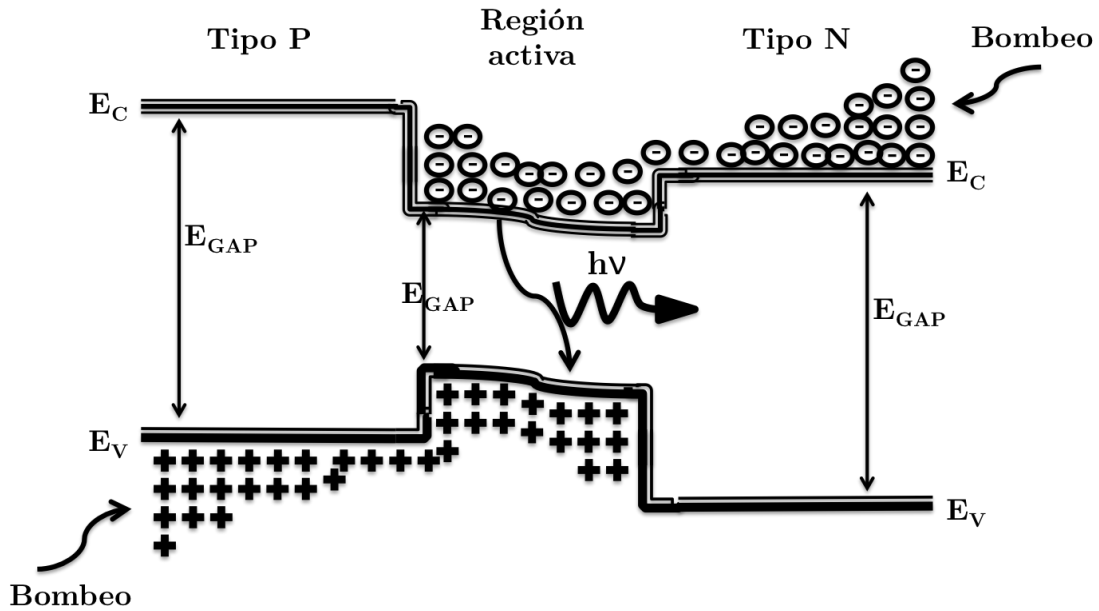


Fig. 1.14. Acumulación de electrones en la región activa.

Finalmente, al inyectar una mayor cantidad de fotones a la entrada óptica del SOA se tendrá a la salida una ganancia generada por el proceso de la emisión estimulada. La estructura del SOA en la Fig. 1.15 es casi igual a la de los láseres de doble heteroestructura excepto por que el SOA no tiene el recubrimiento antirreflejante con lo cual el paso de los fotones por la región activa se limita a una única ocasión con el fin de no agregar retardos y no degenerar la información de la señal [9].

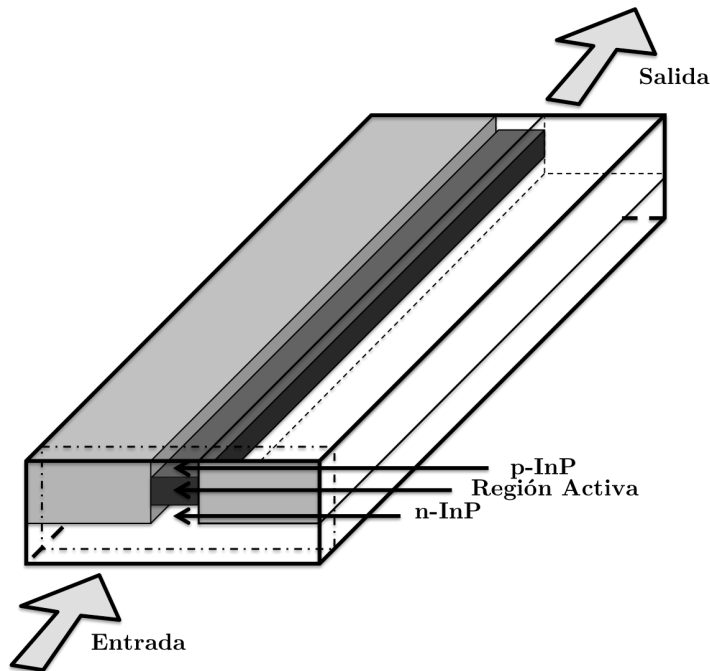


Fig. 1.15. Estructura del SOA.

1.7.2 Saturación de la ganancia

Para poder explicar los procesos interbanda e intrabanda es necesario revisar primero en que consiste la saturación de la ganancia en los amplificadores ópticos de semiconductor.

Los SOA presentan comportamientos análogos a los amplificadores eléctrico-electrónicos que conocemos, como son la amplificación "uniforme" en sólo un ancho de banda determinado y la amplificación "lineal" para un intervalo limitado de potencia de la señal de entrada. Análogamente a los amplificadores comunes, cuando aplicamos una señal de entrada cuya potencia se encuentra en el intervalo lineal de amplificación obtendremos a la salida una amplificación acorde a esa linealidad, en cambio cuando la señal supera el intervalo de potencia de entrada el amplificador dejará de amplificar linealmente, aunque sigamos aumentando la potencia de entrada, a ese proceso es lo que llamamos saturación de la ganancia.

En el SOA cuando la potencia de entrada se encuentra dentro de cierto intervalo, la ganancia es uniforme, pero cuando superamos ese nivel agotamos la concentración de portadores en la región activa sin que el tiempo de inyección de portadores sea suficiente para aumentar la concentración de portadores, provocando la disminución de la ganancia.

La potencia en la cual la amplificación del SOA deja de ser lineal con respecto a la potencia de entrada es llamada potencia de saturación, P_{sat} y la potencia de salida en la cual la ganancia se ha reducido a la mitad es llamada potencia de saturación de salida. El proceso de saturación de la ganancia se ilustra en la gráfica de la Fig. 1.16. El nivel de potencia de saturación está determinado por la geometría del dispositivo y diversas características del material como: la energía de saturación, el factor de confinamiento, y el coeficiente de pérdidas. Para una potencia pequeña la ganancia de salida es igual al parámetro llamado ganancia de señal pequeña y es la mayor ganancia posible en el SOA [10].

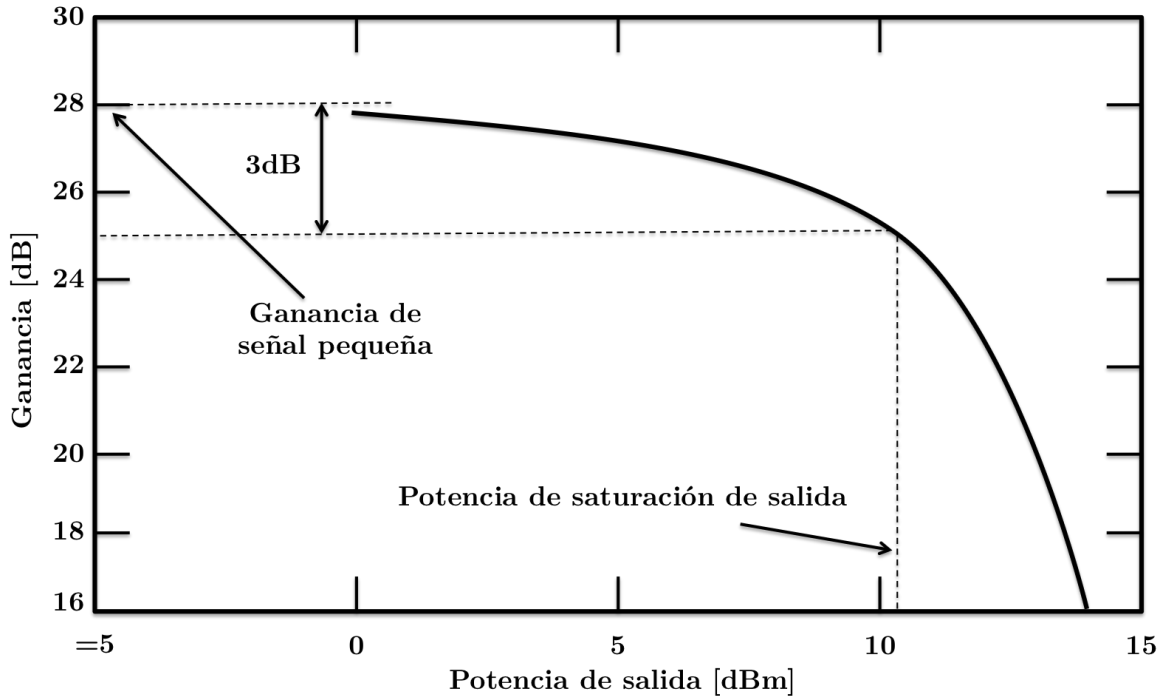


Fig. 1.16. Gráfica de la saturación de un amplificador.

1.7.3 Dinámica interbanda e intrabanda

Los procesos intrabanda se relacionan con los fenómenos que ocurren entre las bandas de energía en la región activa del SOA, mientras que los intrabanda son aquellos que suceden en una sola banda de energía. Para la aplicación que se está considerando los procesos interbanda serán los más importantes ya que poseen el tiempo más largo de recuperación de la ganancia, indispensable para determinar la velocidad de modulación.

1.7.3.1 Procesos interbanda

Los fenómenos de emisión espontánea, el bombeo, emisión estimulada, absorción y recombinaciones no radiativas tienen efectos en el tiempo de recuperación de la ganancia y a su vez forman parte de los procesos interbanda.

El tiempo de recuperación de la ganancia óptica está definido como el lapso de tiempo que toma la ganancia en pasar del 10% al 90%, después de que se ha introducido un pulso de alta energía al amplificador. El tiempo de vida de los portadores prácticamente domina el tiempo de recuperación de la ganancia óptica

con lo cual es el principal indicador de la velocidad que posee el SOA para realizar la amplificación y modulación.

Una rápida recuperación de la ganancia es de gran importancia para aplicaciones de alta velocidad. La rápida recuperación se puede alcanzar incrementando la corriente de bombeo. Si incrementamos la corriente del bombeo se producen efectos no deseables de calentamiento. Otra técnica para disminuir el tiempo de recuperación de la ganancia es inyectando otra señal óptica con menor longitud de onda, esta onda es absorbida creando nuevos portadores [11].

En la Fig. 1.17 se muestra como un pulso afecta la ganancia. Al aplicar un pulso decimos que se aplica una compresión a la ganancia, ya que se produce una disminución en los portadores acumulados en la región activa y la ganancia se ve disminuida hasta un 10% de su valor inicial. Una vez que el pulso termina se inicia una recuperación gradual debido al bombeo que aporta nuevos pares electrón-hueco a la región activa hasta llegar al 90% de su valor inicial.

Justo antes de que inicie el proceso de recuperación se puede observar una recuperación más rápida, de un intervalo de 10 a 250 picosegundos, esta recuperación rápida es resultado de los procesos no lineales intrabanda: el *Spectral Hole Burning (SHB)* y el *Carrier Heating (CH)* que se explican más adelante.

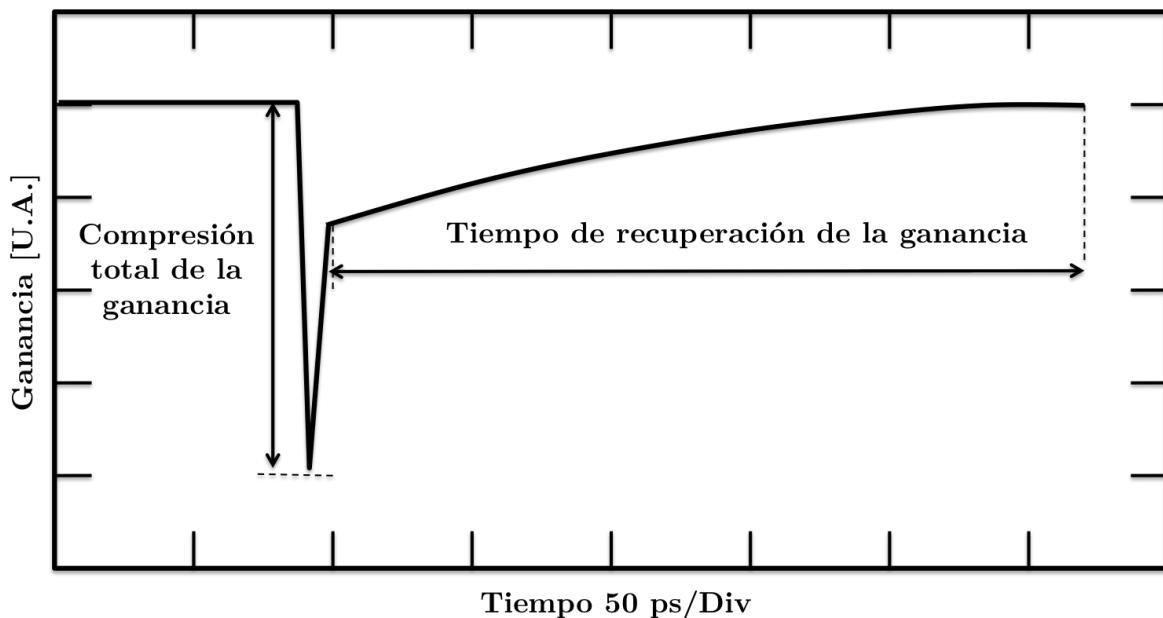


Fig. 1.17. Tiempo de recuperación de la ganancia tras la inyección de un pulso corto.

Como se puede apreciar los procesos interbanda serán los primeros en tomarse en cuenta al momento de analizar altas tasas de datos. Estos tiempos pueden ser

disminuidos realizando combinaciones entre varios parámetros como el tamaño de los semiconductores y la cantidad de corriente usada en el bombeo.

1.7.3.2 Procesos intrabanda

El *Spectral Hole Burning* es el consumo de los pares electrón-hueco en el proceso de emisión, al consumirse los electrones se crea un hueco en la densidad de portadores. La disminución de los pares electrón-hueco cuando son consumidos en el proceso de la emisión estimulada de fotones genera ese consumo dejando la densidad de portadores tal como se aprecia en la Fig. 1.18(b) [12].

Dicho declive ocurre por la recombinación de electrones y huecos al generar fotones de una frecuencia específica, agotando así el número de portadores que se encuentran en el nivel de energía necesario para producirlos con esa determinada frecuencia. La subsecuente redistribución de los electrones que no fueron consumidos y que quedan alrededor del nivel de energía se empiezan a reordenar "rellenando" el espacio que quedó vacío en el proceso de la emisión estimulada, este segundo proceso se denomina *Carrier Heating*. El tiempo que toman los portadores adyacentes en rellenar los niveles vacíos puede ir en un orden de 50 a 2100 femtosegundos [12].

El *Carrier Heating* describe el hecho de que la temperatura de los portadores puede ser diferente a la temperatura de la red electrones-huecos. Esta diferencia de energía propicia la redistribución de la temperatura desde los portadores de mayor energía hacia la red mediante la dispersión de portadores y la dispersión de fonón-portador, este fenómeno de dispersión toma un tiempo de alrededor de 0.5 a 1 picosegundos [12].

En la Fig. 1.18 se muestra la distribución Fermi-Dirac en el ciclo de consumo de portadores. Después del bombeo inicial se tiene una distribución con un máximo de portadores justo antes de que ingrese un primer pulso al SOA, como se muestra en la Fig. 1.18(a). Una vez que el pulso óptico interactúa con la región activa se genera la emisión estimulada lo que consume cierta cantidad de los pares electrón-huecos almacenados en la región activa dejando una cavidad en la densidad de portadores Fig. 1.18(b). Un instante después inicia el proceso de *Carrier Heating* en el cual los portadores de mayor energía inician el llenado de la cavidad dejada por el proceso anterior, a su vez se generan algunos fonones que finalmente dejan la distribución de portadores equilibrada como se muestra en la Fig. 1.18 (c). Si el bombeo continúa activo se regresa a la cantidad original de portadores para poder repetir el proceso de amplificación. Este último paso forma parte del proceso intrabanda ya que el fenómeno del bombeo forma parte de los fenómenos ocurridos tanto en la banda de valencia como la de conducción y toma un tiempo considerablemente mayor.

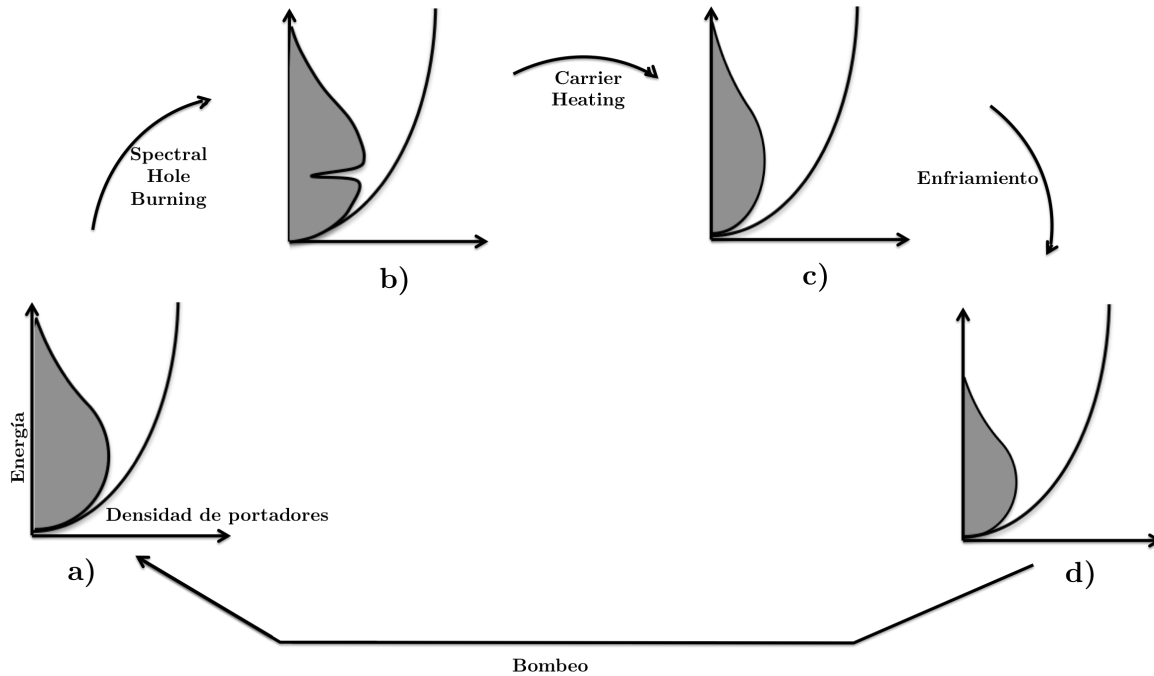


Fig. 1.18. Dinámica de portadores.

1.7.4 Distorsión de secuencia de bits "Data-Patterning"

El *data-patterning* es otro parámetro importante para entender el funcionamiento del SOA relacionado con las secuencias de datos. Se trata de la distorsión de la secuencia de bits (tren de pulsos) a la salida del SOA debido a que la ganancia se vuelve dependiente del patrón de bits.

Los portadores se consumen en el proceso de amplificación y toma un cierto tiempo, alrededor de 100 ps, para que estos portadores sean sustituidos por nuevos portadores, generando diferentes niveles de amplificación para cada pulso; como consecuencia de este efecto, cuando un tren de pulsos a altas tasas de transmisión, mayores a 10 Gb/s [13], es ingresado al SOA, a la salida se tiene el *data-patterning*. Esto se puede observar en la Fig. 1.19, donde a la salida del amplificador se observan diferentes niveles de amplificación para cada pulso, con un bombeo constante tenemos que los primeros pulsos alcanzan una mayor amplificación mientras que las magnitudes de los siguientes se ven disminuidas por la alteración de la ganancia.

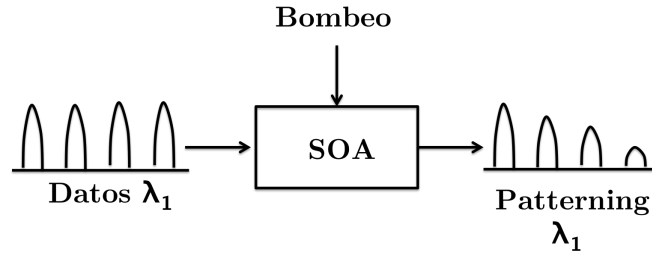


Fig. 1.19. Data patterning.

El *data-patterning* se puede evitar con una saturación de la ganancia del SOA suficientemente alta para soportar las altas tasas de bits. Otra opción es aumentar el periodo de forma que el tiempo de recuperación de la ganancia sea menor al periodo del bit, con la gran desventaja de que la tasa de datos disminuirá. Para combatir el efecto *patterning*, sin sacrificar la tasa de bits, es necesario que la respuesta del SOA sea más rápida [13].

Capítulo 2

Los Amplificadores Ópticos de Semiconductor para Modulación

Un sistema de comunicaciones es un enlace entre dos puntos en los cuales una variable física es modulada en uno de los puntos y demodulada en el otro [14]. En sistemas de comunicaciones ópticas, como el mostrado en la Fig. 2.1, esta variable puede ser la intensidad óptica, amplitud de campo, frecuencia, fase o polarización. Para transmitir más de un mensaje en el mismo enlace, los mensajes pueden ser marcados por algún atributo físico que los identifique en el receptor, este esquema es llamado multiplexación. Una red de comunicaciones es un enlace entre múltiples puntos. Los mensajes son transmitidos entre los diferentes puntos por un sistema de acopladores y switches que dirigen los mensajes a su respectivo destino. Modulación, multiplexación, acoplamiento y switcheo son por lo tanto aspectos importantes de sistemas de comunicación. Este capítulo se enfoca en el proceso de modulación, y más en concreto, la modulación de una señal óptica utilizando amplificadores ópticos de semiconductor.

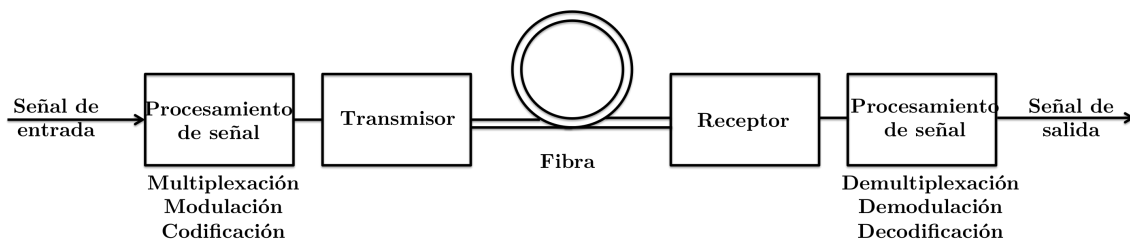


Fig. 2.1. Diagrama de bloques de un sistema óptico de comunicaciones.

2.1 Modulación óptica

Los sistemas de comunicaciones ópticas son clasificados de acuerdo a la variable óptica que es modulada por el mensaje:

Modulación de Campo. El campo óptico funciona como portador de muy alta frecuencia, por ejemplo: 200 THz, que corresponde a una longitud de onda de alrededor 1.5 μm . La amplitud, fase o frecuencia pueden ser moduladas, al igual que en campos electromagnéticos de baja frecuencia (como las ondas de radio), el campo electromagnético óptico puede modularse en amplitud (AM) Fig. 2.2 (b), fase (PM) y también en frecuencia (FM) Fig. 2.2 (c). Debido a la extremadamente alta frecuencia de la portadora óptica, se puede disponer de un gran ancho de banda y una gran cantidad de información puede ser transmitida.

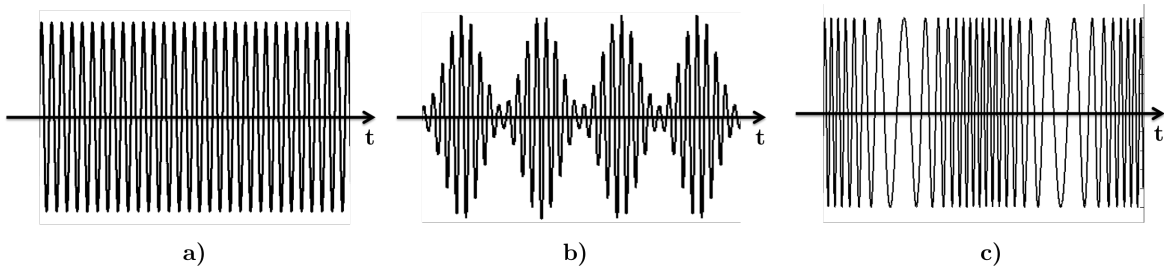


Fig. 2.2. (a) campo no modulado; (b) amplitud modulada; (c) frecuencia modulada.

Modulación de Intensidad. La intensidad óptica (la potencia) puede ser variada de acuerdo a una regla de modulación en la cual la señal es codificada en proporción directa. La Fig. 2.3 muestra intensidad no modulada (a) e intensidad modulada (b).

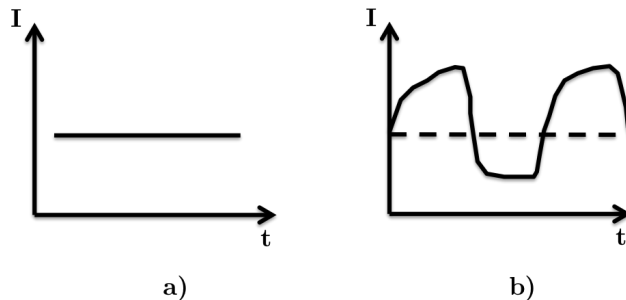


Fig. 2.3. (a) Intensidad no modulada; (b) Intensidad modulada.

A pesar de que la modulación de campo óptico es una evidente extensión de la modulación convencional de microondas y de radio, su dificultad radica en la implementación, por las siguientes razones:

- Requiere de una fuente cuya amplitud, frecuencia y fase sea estable y libre de fluctuaciones, es decir, requiere de láseres altamente coherentes.

- La modulación directa de la fase o la frecuencia del láser usualmente es difícil de implementar. El uso de un modulador externo que module la amplitud es más adecuado.

La mayoría de los sistemas de comunicaciones comerciales utilizan modulación por intensidad donde la potencia de la fuente es modulada variando la corriente inyectada del diodo láser o utilizando un modulador óptico. La potencia óptica recibida se mide mediante detección directa, llamándose *sistemas de detección directa*.

Para la modulación por intensidad, cada bit es representado por la presencia o ausencia del pulso de luz. Este tipo de modulación es llamada *on-off keying* (OOK por sus siglas) [15].

2.2 Modulación directa y externa

Los sistemas de comunicaciones más sencillos y económicos de implementar son los que aprovechan la relación lineal entre la potencia óptica de la fuente y su corriente de alimentación, variando esa corriente, según la información que se desea transmitir, se obtiene en el receptor una potencia óptica proporcional a la corriente del transmisor, y por lo tanto, proporcional a la información de la fuente. Estos sistemas en su conjunto se conocen como de *modulación de intensidad y detección directa*. Este formato a su vez puede ser clasificado en modulación directa o externa.

En la modulación directa se provocan variaciones de la corriente de alimentación de la fuente (como un diodo láser) sobre un valor superior al umbral de operación (Fig. 2.5 izq.). La potencia óptica detectada en el receptor es proporcional a las variaciones de corriente generadas en la fuente láser. En la Fig. 2.4 se observan las variaciones de corriente y potencia. Vemos como es importante trabajar dentro de la región lineal de la fuente ya que de lo contrario tendremos no linealidades en la modulación lo que dificultará una correcta detección en el receptor.

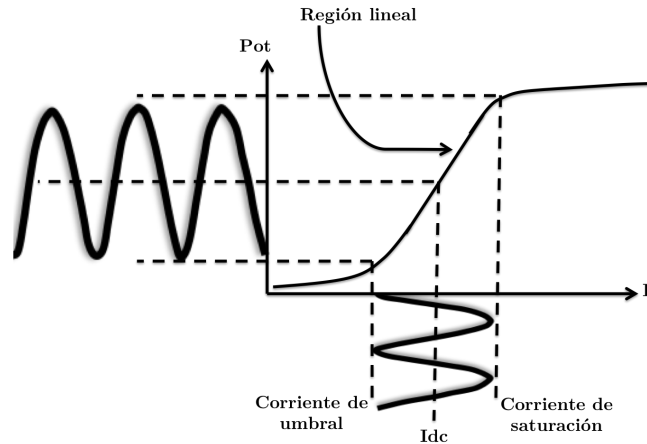


Fig. 2.4. Variación de la corriente y potencia óptica resultante.

En resumen, la modulación directa se produce variando el bombeo de la misma fuente óptica, que puede ser un láser, diodo láser, etc. Es una modulación económica que se puede adaptar a las aplicaciones de bajo costo, pequeñas distancias y tasas de transmisión moderadas. Pero para aplicaciones más demandantes se suele recurrir a la modulación externa.

La Modulación externa es aquella en que se aplica la modulación sin tocar el bombeo de la fuente, es decir, la fuente se deja independiente al proceso de modulación (Fig. 2.5 Der.). Frente a la modulación directa de la fuente óptica, la aparición de los moduladores externos otorgó un avance significativo debido a que permiten que la fuente óptica funcione con un nivel constante de alimentación con lo que se prolonga su vida media y también se consigue una mayor velocidad de modulación.

Es importante mencionar que la configuración de nuestro sistema cae en la clasificación de modulación externa. La modulación se realiza afuera de la fuente láser aprovechando así las ventajas de dicha configuración.

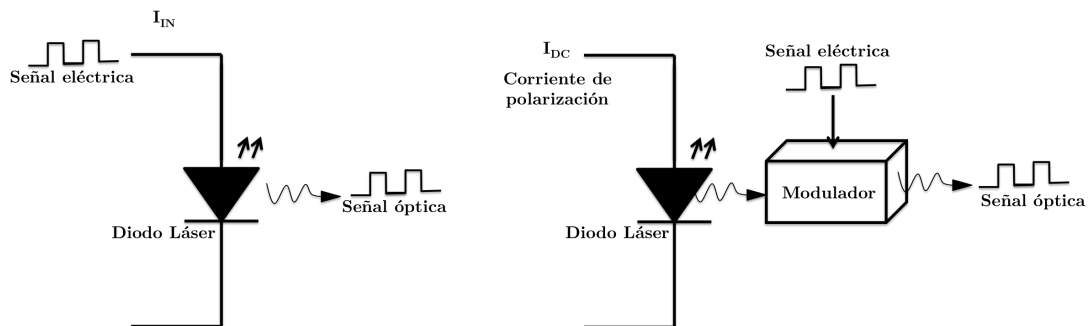


Fig. 2.5. Esquemas de modulación directa y externa.

2.3 Tipos de moduladores ópticos

Existen dos clasificaciones dependiendo el tipo de material intrínseco con el cual han sido construidos: electro-ópticos donde se modifica el índice de refracción del material mediante un campo eléctrico, y de electro-absorción donde se modifica la absorción del material cuando se aplica un campo eléctrico.

2.3.1 Los moduladores electro-ópticos

Los moduladores típicos en comunicaciones son los moduladores electro-ópticos basados en una configuración de interferómetro *Mach-Zehnder*. Se basan en el fenómeno electro-óptico que sucede en cristales como el niobato de litio (LiNbO_3). Aplicando un campo eléctrico externo se modifica el índice de refracción de la estructura cristalina, por lo que una señal óptica al viajar a través del cristal se verá afectada indirectamente. En la Fig. 2.6 se muestra el modulador con un interferómetro: la señal se divide en dos, una va al material electro-óptico y la otra pasa directamente. Al modificar la fase de la señal óptica dentro del material electro-óptico ésta sigue las variaciones del campo eléctrico modificando así su fase; controlando la fase de esta señal se consigue a la salida una modulación de intensidad debido a los procesos de interferencia entre la señal original y la desfasada [16].

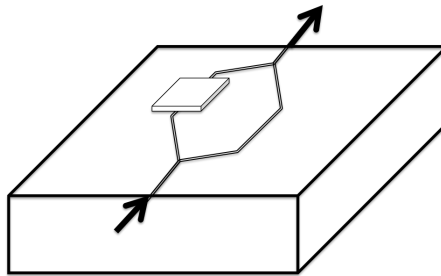


Fig. 2.6. Modulador Mach-Zehnder.

2.3.2 Los moduladores de electro-absorción

Los moduladores de electro-absorción (*Electro Absortion Modulator, EAM*) están conformados por una capa de semiconductor tipo P y una tipo N formando entre ellas una región de agotamiento. Su funcionamiento se basa en el hecho de que el ancho de la banda prohibida de un material semiconductor se comporta de manera inversa al campo eléctrico que se aplica, el efecto Franz-Keldysh [17].

Cuando el voltaje aplicado al *EAM* es nulo, el ancho de la banda prohibida se puede considerar mayor, posibilitando el paso de cualquier longitud de onda cuya energía se encuentre dentro de ese rango. A su vez, el ancho de la región de agotamiento es considerablemente pequeño por lo que la mayor parte de la onda óptica incidente caerá fuera de esa región de agotamiento pasando casi en su totalidad de un extremo al otro del dispositivo. Al aplicar un voltaje inverso el ancho de la región de agotamiento aumenta, por lo que la onda óptica incidente será absorbida casi en su totalidad por una mayor región de agotamiento. De esta forma controlando la absorción se modula en intensidad una onda óptica continua.

Cabe mencionar que al modificar la región de agotamiento se modula en intensidad, pero también se agrega una modulación de fase. Esta modulación de fase es el *chirp* característico del dispositivo. Los voltajes que generalmente se utilizan para modulación van en un rango de 1.5 V a los 4 V y sus velocidades máximas de modulación se encuentran alrededor de los 40 Gb/s [17].

Hasta este momento se han mencionado los moduladores comúnmente utilizados en las redes de telecomunicaciones, los cuales basan su funcionamiento en dos diferentes fenómenos para conseguir la modulación; el desfase de la onda o su absorción. En ambos casos la potencia a la salida del modulador se ve afectada por los efectos que se llevan a cabo dentro de los mismos, por lo que usualmente se realiza una amplificación para contrarrestar las pérdidas generadas por estos dispositivos.

2.4 Estado del arte del SOA como modulador

Después de haber revisado los moduladores convencionales podemos avanzar hacia el uso del amplificador óptico de semiconductor como modulador. Recordemos que un parámetro muy importante para el desempeño de la red es la atenuación, la cual contrarrestamos con dispositivos de amplificación para alcanzar las distancias requeridas sin sacrificar otros parámetros como la tasa de transmisión. Imaginemos ahora que además de los beneficios anteriormente mencionados de la modulación externa, encontramos un dispositivo que pueda amplificar al mismo tiempo que se realiza la modulación, podríamos alcanzar esas distancias, pero eliminando los dispositivos que exclusivamente realizan la tarea de amplificar y, en principio, sin sacrificar las altas velocidades de procesamiento.

El SOA es un dispositivo que presenta compatibilidad con los sistemas electrónicos como los de microondas, y su mínimo tamaño le permite formar matrices para ser

encapsulado en circuitos integrados fotónicos, integrado con otros componentes ópticos en un único *chip* [18] similar a las modernas unidades de procesamiento en las computadoras. De igual forma, se ha encontrado su utilidad para la regeneración, y resincronización cubriendo así la llamada regeneración *3R* [19]. Además, el espectro de ganancia de los *SOAs* se puede centrar en cualquier longitud de onda en una ventana de 10 THz entre los 1250 nm y 1600 nm [20], presentándolo como un dispositivo muy flexible espectralmente hablando.

La posibilidad de integración de los *SOAs* en circuitos integrados fotónicos, su capacidad de modular y amplificar al mismo tiempo, su utilidad en el procesamiento de datos, su capacidad para trabajar en varias longitudes de onda y la pequeña potencia de consumo lo posiciona en un lugar interesante para ser considerado como un dispositivo primordial en los sistemas de alta densidad de componentes, consiguiendo así disminuir costos de implementación, instalación y operación.

En esta sección se presentan las más recientes investigaciones sobre el amplificador óptico de semiconductor utilizado como modulador. Cada configuración presenta diferentes soluciones con la finalidad de alcanzar tasas más altas de bits ya sea mejorando el ancho de banda del amplificador óptico de semiconductor, agregando filtros, elementos de ecualización, implementando corrección de errores o mediante un conjunto de ellas, obteniendo en cada caso diferentes mejoras que dependiendo del tipo de aplicación nos puede favorecer más una u otra.

2.4.1 Cavity resonante

Específicamente el *SOA* como modulador en banda base ha alcanzado distancias hasta de 360 km a una tasa de 2.5 Gb/s con modulación *NRZ* tal y como lo ha reportado Nielsen y Mizutani [21], [14].

Debido a la creciente necesidad de las redes *WDM* y las crecientes *WDM-PON* de contar con sistemas flexibles que puedan trabajar a diferentes longitudes de onda, el trabajo y los altos costos que conlleva implementar distintos láseres y moduladores para cada una de ellas llevó a Nielsen y Mizutani a la tarea de encontrar un sistema de modulación óptica que fuera capaz de trabajar a diferentes longitudes de onda con una única fuente. Para solucionar ese problema ellos propusieron una cavidad láser sintonizable junto con un *SOA* como modulador, aprovechando así la capacidad del *SOA* para poder trabajar en diferentes longitudes de onda.

La configuración utilizada se muestra en la Fig. 2.7, donde el *SOA*, representado como *MOD*, es modulado por la corriente de bombeo I_{MOD} y alimentado con una señal óptica continua de 15 dBm obtenida del láser *ECTL* (External Cavity Tunable Laser), se trata de un láser modificado con una cavidad resonante para lograr

sintonizarlo a diferentes longitudes de onda. La distancia total se logra con 4 segmentos de fibra óptica de 80 km cada uno, formados por un amplificador *EDFA* para contrarrestar las pérdidas por acoplamiento entre fibras y un atenuador para adecuar la potencia a la entrada de cada segmento. Antes de llegar al fotodetector (*PD*) se filtra el ruido de *ASE* y una vez detectada la señal óptica se recupera el reloj de la señal y se mide el *Bit Error Rate*.

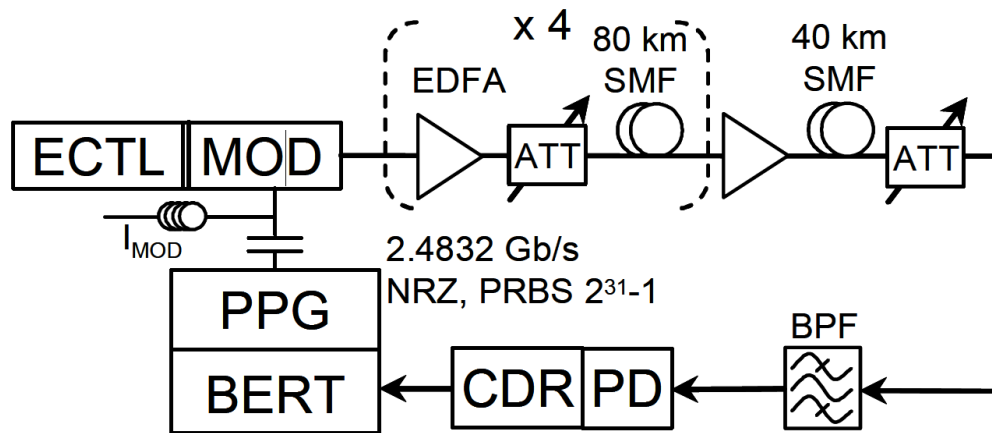


Fig. 2.7. Configuración experimental para una transmisión de 360 km [21].

Algunos resultados se pueden ver en la Fig. 2.8, donde apreciamos como el sistema de transmisión basado en un modulador *SOA* puede trabajar con diferentes longitudes de onda a distancias de 360 km, vemos como se mantiene la sensibilidad del receptor en un rango bien definido y los diagramas de ojo continúan parcialmente abiertos aún después de pasar por los 360 km de fibra óptica monomodo, de esta forma se muestra el potencial del *SOA* para las redes metropolitanas.

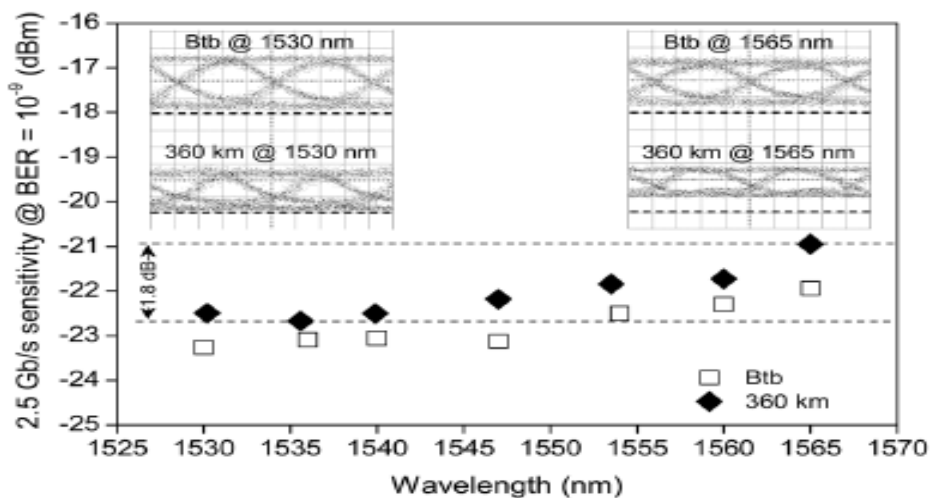


Fig. 2.8. Curvas BER antes y después de los 360 km [21].

2.4.2 Resonador en anillo (*Microring Resonator*)

Las tasas de bits máximas que se han alcanzado aún no son las suficientes para soportar las aplicaciones más demandantes, esa restricción tiene fundamento en el ancho de banda limitado del SOA, alrededor de 2 GHz, resultado del tiempo de vida de los portadores. Para lidiar con ese inconveniente Zoiros ha propuesto el esquema descrito en la ref. [22], con resultados positivos en sus simulaciones, la implementación de filtros ópticos pasivos para manipular la desviación de las componentes de la frecuencia instantánea, contrarrestando así la degradación producida por el ancho de banda tan limitado del SOA.

El resultado del ancho de banda limitado del SOA es una señal óptica modulada de baja calidad, tal y como podemos observar en la Fig. 2.9. Al inyectar una señal de datos en el bombeo del SOA, se obtiene a la salida del SOA una señal óptica modulada, pero se aprecia como disminuyó la calidad con respecto a la original.

Para solucionar este problema se agregó un filtro pasivo llamado MRR (*Microring Resonator*), como se aprecia en la Fig. 2.9, y después de haber pasado por el MRR, la señal óptica modulada recupera calidad asemejándose un poco más a la señal original.

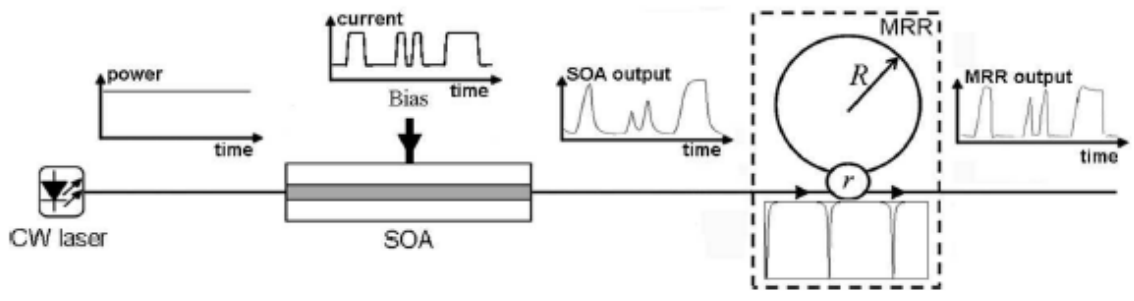


Fig. 2.9. Configuración de modulación basado en SOA y filtro MRR [23].

En la investigación de Zoiros y su equipo vemos que es posible contrarrestar en cierta medida la limitación del ancho de banda, lo cual es una buena noticia ya que alcanzar mejores tasas de bits es parte fundamental en la implementación del SOA como modulador-amplificador.

2.4.3 Ecuador electrónico

Otra configuración propuesta para mejorar las tasas de bits del SOA es utilizar un ecualizador electrónico tal como lo muestra Papagiannakis en [24]. El alcanzó una tasa de 10 Gb/s a una distancia de 10 km, su configuración experimental se muestra en la Fig. 2.10, donde se tiene una fibra óptica monomodo (SMF28) y un ecualizador electrónico en el receptor.

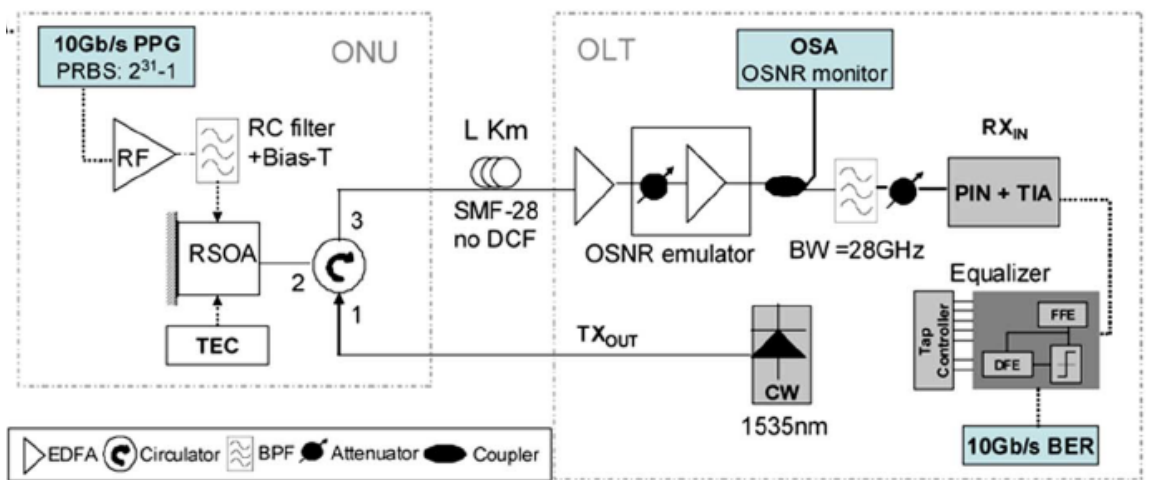


Fig. 2.10. Configuración experimental modulador SOA y ecualizador electrónico [24].

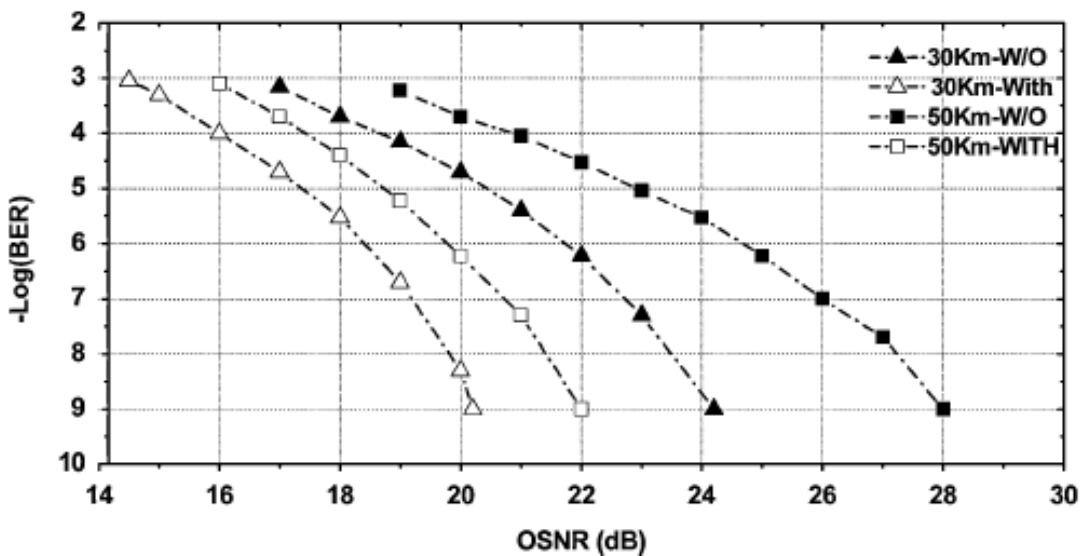


Fig. 2.11. BER vs OSNR con ecualizador (With) y sin ecualizador (W/O) para 30 y 50 km [24].

En la Fig. 2.11 se aprecia el *BER* para longitudes de fibra óptica de 30 y 50 km con y sin el ecualizador. Vemos como aquellas con ecualizador requieren menores niveles de *OSNR*. Se puede concluir que al agregar este ecualizador se mejoraron los requerimientos de potencia del sistema y la calidad de la señal, sin embargo, esto representa una solución electrónica.

2.4.4 Ecualizador electrónico, FEC y SOA encapsulado

Implementando un ecualizador electrónico, corrección de errores (*FEC*) y un *SOA* encapsulado tipo mariposa, cuya construcción minimiza las parasitancias eléctricas, fue posible aumentar el ancho de banda en un 40%, de 2.2 GHz a 3 GHz. Con esas implementaciones Chung y Takushima lograron alcanzar tasas de bits hasta de 25.7 Gb/s [16].

La configuración que fue utilizada para alcanzar esas tasas de bits se muestra en la Fig. 2.12. La señal moduladora eléctrica es generada por el modulo *Pulse Pattern Generator* a una tasa de 25.78 Gb/s que va directamente al bombeo del *SOA*, la señal óptica continua viene del láser con una potencia de -12 dBm, el *SOA* entrega una señal óptica modulada que pasa por un filtro óptico pasabanda (*OBPF*) tal como se observa en la Fig. 2.12, después es convertida a señal eléctrica por un fotodetector (*PIN-TIA module*) y muestreada en el osciloscopio, la señal eléctrica digital pasa al ecualizador electrónico para su posterior procesamiento en el *FEC*.

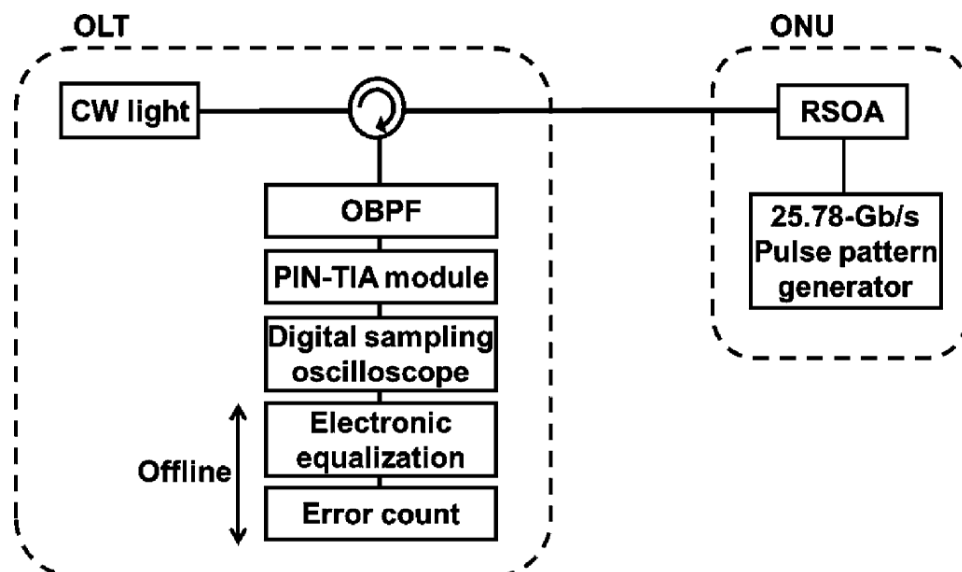


Fig. 2.12. Configuración experimental utilizada para evaluar la implementación tipo mariposa del *SOA* [16].

El ecualizador electrónico utilizado consiste en un *17-tap half-symbol-spaced feed-forward equalizer* y un *3-tap decision-feedback equalizer*. Con esta configuración se obtuvieron *BER* menores a 10^{-12} , tasas de bits con las cuales ya es posible implementar tecnologías como 100 Gb/s *WDM-PON* en banda C usando *CWDM*.

Esta es una de las configuraciones que ha alcanzado mayores tasas de bits con la característica de que es necesario implementar corrección de errores y ecualización, ambos de forma totalmente electrónica.

2.4.5 Delay Interferometer

También se puede mejorar el ancho de banda a través de la ecualización óptica gracias al *chirp* del dispositivo. La modulación en el *SOA* produce señales ópticas moduladas en amplitud y fase, por lo que la modulación en fase puede ser convertida a modulación en amplitud con un filtro óptico cuya respuesta pueda proveer la conversión de fase a amplitud [25], dicha conversión compensa en parte la limitación del ancho de banda para la modulación de amplitud y se extiende la respuesta en frecuencia del sistema [26].

En la configuración propuesta por *Hoon Kim* en la Ref. [27] se lograron tasas de 10 Gb/s mediante un ecualizador óptico a una distancia de 50 km inyectando al *SOA* una potencia óptica continua de 3 dBm. En la Fig. 2.13 se muestra la configuración que consta de un diodo láser (*LD*) que alimenta al *RSOA*, la corriente de bombeo es proporcionada por un generador de pulsos (*Pulse Pattern Generator*), la salida del *RSOA* va a la fibra óptica que está conectada a un filtro óptico pasa-banda (*OBPF*) seguido de un ecualizador *DI* (*Delay Interferometer*) que finalmente va al detector (*Receiver*) y al detector de errores (*Error Detector*). El ecualizador *DI* es un interferómetro que puede ser del tipo *Mach-Zehnder* o *Michelson*.

En la Fig. 2.14 se muestran los resultados obtenidos con y sin el ecualizador *DI* donde los incisos (a), (b), (c) y (d) pertenecen a los diagramas de ojo para la configuración sin ecualizador *DI* a tasas de bits de 2.5 Gb/s, 5 Gb/s, 7.5 Gb/s y 10.7 Gb/s respectivamente. Se observa que para una tasa de 5 Gb/s el diagrama de ojo está completamente cerrado mientras que a 10.7 Gb/s el diagrama parece ser sólo interferencia.

En los incisos (e), (f), (g) y (h) de la Fig. 2.14, vemos los diagramas de ojo para la configuración con ecualizador *DI* a tasas de bits de 2.5 Gb/s, 5 Gb/s, 7.5 Gb/s y 10.7 Gb/s respectivamente. Se observa un claro diagrama de ojo hasta los 7.5 Gb/s y distinguible a los 10.7 Gb/s, mostrando una gran mejora con respecto a la configuración sin ecualizador que únicamente mostró un diagrama de ojo aceptable

hasta los 2.5 Gb/s, es decir que con sólo agregar un elemento se obtuvieron mejoras de más de 5 Gb/s.

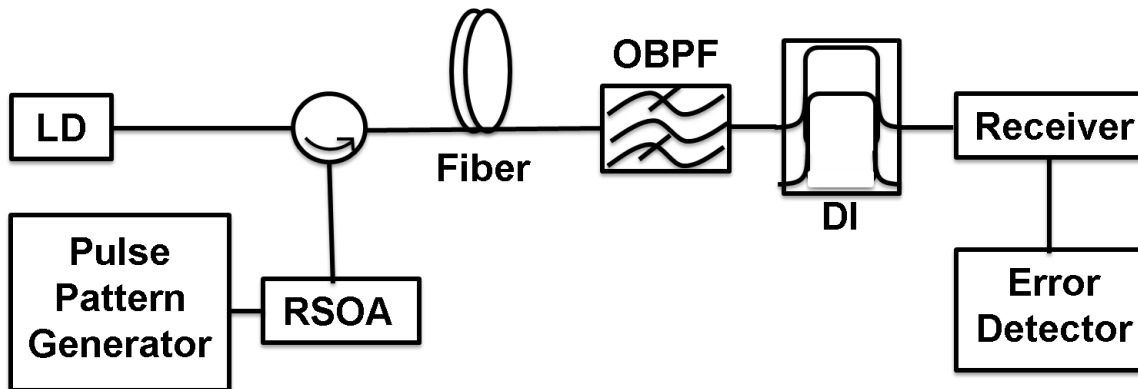


Fig. 2.13. Configuración experimental con ecualizador DI.

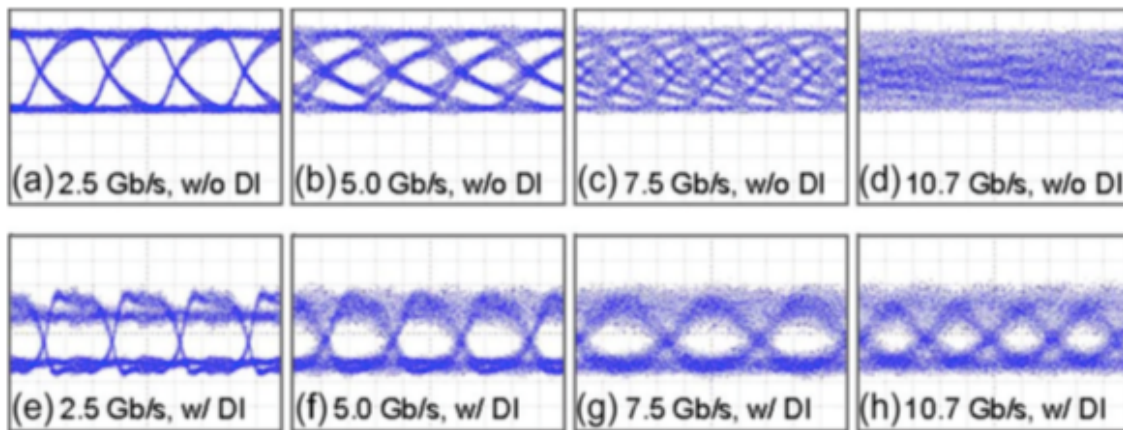


Fig. 2.14. Diagrama de ojo para 2.5 Gb/s, 5 Gb/s, 7.5Gb/s, 10.7 Gb/s con (w/) y sin ecualizador (w/o) DI [27].

La ventaja de esta configuración es que alcanza grandes distancias y tasas de bits mayores a las reportadas en configuraciones similares (sin módulos electrónicos) con un láser de 3 dBm y sin utilizar amplificadores externos. Sin duda es una configuración que nos brinda tasas de bits no tan altas como las conseguidas mediante módulos electrónicos, pero con una implementación más simple y, sobre todo, siendo una solución totalmente óptica.

2.4.7 Fibras birrefringentes

Otra forma de mejorar el comportamiento del *SOA* con respecto a su limitación del ancho de banda se logra al utilizar fibras ópticas birrefringentes. Zoiros y More han demostrado experimentalmente [30] que es posible emplear una sección de fibra birrefringente como un filtro para mejorar más de cinco veces el ancho de banda de un *SOA*.

La configuración experimental que ellos utilizaron se muestra en la Fig. 2.16 donde se observa como el *SOA* es alimentado por una onda óptica continua de -5 dBm provista por un láser y modulado por una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA proveniente del generador de pulsos (*PPG*, *Pulse Pattern Generator*). La señal modulada es enviada a una fibra birrefringente mediante un acoplador de media potencia donde actúa un controlador de polarización (*PC*) el cual produce una rotación de la luz de 90 grados y un segmento de fibra que conserva la polarización de polarización (*PMF*), seguido de un primer *EDFA* que es utilizado para compensar las pérdidas de inserción de la fibra birrefringente. La salida del *EDFA* va conectada al receptor mediante una configuración idéntica a la primera fibra birrefringente. Finalmente, se envía la señal al fotodetector para su respectivo análisis.

Cabe señalar que la fibra birrefringente junto con el segmento de *PMF* y el *PC* son muy sensibles a las perturbaciones del entorno, como la temperatura, es por ello que ese conjunto se mantiene empaquetado para mantener la estabilidad del sistema.

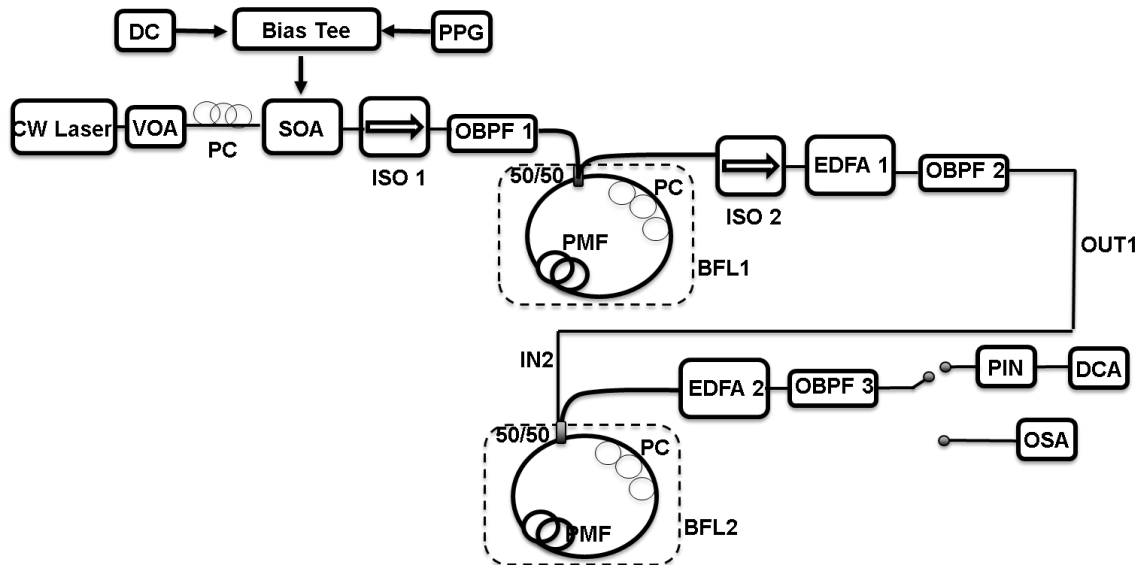


Fig. 2.16. Modulador basado en *SOA* y fibras birrefringentes.

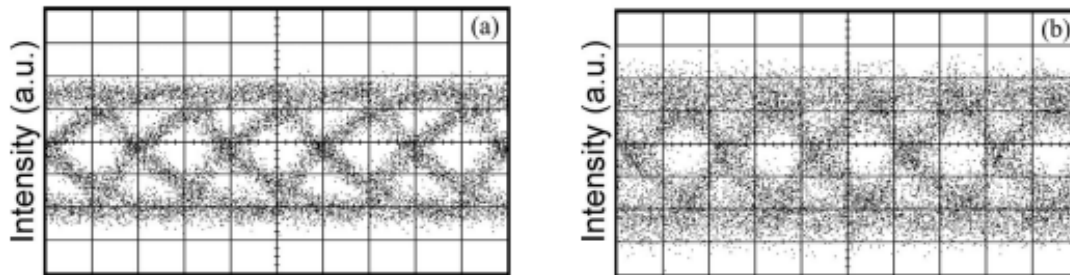


Fig. 2.17. Diagramas de ojo de la señal óptica modulada a la salida del SOA (a) y a la salida de la fibra birrefringente (b), picosegundos/división [30].

Como se puede observar en la Fig. 2.17, el diagrama de ojo del inciso (a) pertenece a la configuración sin fibras birrefringentes (*Back-to-Back*), mientras que en el inciso (b) se tiene el diagrama de ojo con una sola fibra la cual mejoró la calidad de una señal de 5 Gb/s, particularmente se observa cómo mejoró la apertura del diagrama de ojo.

Zoiros y More utilizaron la señal a la salida del modulador para poder validar su modelo de simulación y después encontrar, mediante simulaciones, los valores óptimos de desviación de longitud de onda para la fibra birrefringente y así poder alcanzar valores de *BER* cercanos a 10^{-15} con una tasa de 6 Gb/s utilizando dos módulos de fibra birrefringente. Con las recientes investigaciones hemos visto como se amplían las diferentes soluciones y como han dado resultados positivos, con lo cual se torna un ambiente más favorable para mejorar dichas tasas de transmisión.

2.4.8 Moduladores híbridos basados en SOA

En algunos otros aportes científicos se han construido dispositivos con la finalidad de obtener mayores ganancias con una mayor razón de extinción, como el de Hyun-Soo Kim [31]. Inyectando una potencia de onda continua de -10 dBm se alcanzaron modulaciones a 2.5 Gb/s con una ganancia de 22.8 dB y una razón de extinción de 8 dB a una distancia de 20 km.

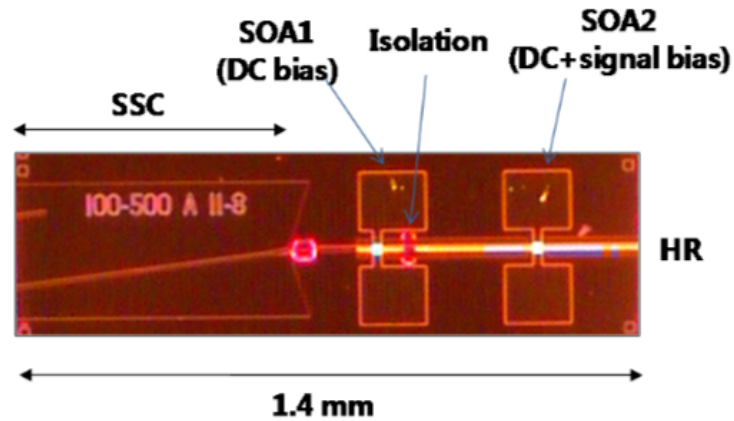


Fig. 2.18. Fotografía del SOA fabricado con una doble sección [31].

Mediante una configuración de doble sección tal como se muestra en la Fig. 2.18. se aumentó la longitud total del dispositivo en comparación de la versión de única sección lo que se ve reflejado en un aumento de la ganancia. Manejando la corriente de bombeo de manera independiente en ambas secciones se pudo mejorar la razón de extinción, la señal moduladora se inyecta en la sección dos (*SOA 2*) mientras que el bombeo de la sección uno (*SOA 1*) es un bombeo constante. Esto nos demuestra que se pueden implementar diferentes configuraciones o multisecciones del *SOA* para mejorar las características del dispositivo.

Como conclusión a este capítulo podemos ver como se han aplicado diferentes tipos de configuraciones, ya sea en conjunto o individuales, tal como las fibras birrefringentes, interferómetros (*DI*), arreglos *AWG*, ecualizadores electrónicos, corrección de errores *FEC* y hasta dispositivos híbridos, todos con la finalidad de alcanzar tasas de bits adecuadas para las aplicaciones actuales y para los requerimientos a futuro. También existen otras opciones que están siendo investigadas como la utilización de técnicas de modulación avanzadas: modulación *PAM4* [32], *OFDM* o modulación polibinaria [33], estas últimas son opciones realmente muy interesantes para aprovechar al máximo el limitado ancho de banda del *SOA* y en conjunto con alguna de las configuraciones vistas en este capítulo aumentar las tasas de información sin sacrificar la ganancia óptica que es una de las principales cualidades del amplificador óptico de semiconductor.

Capítulo 3

Simulación del Amplificador Óptico de Semiconductor

Es de suma importancia contar con herramientas confiables que nos ayuden a predecir el comportamiento de cualquier dispositivo antes de realizar su implementación física, proporcionando resultados cercanos a los que se obtendrían en la realidad y por ende muy relevante para verificar la factibilidad de algún nuevo diseño o idea, ahorrándonos tiempo y dinero, de ahí la importancia de contar con este tipo de herramientas para los sistemas ópticos de telecomunicaciones. En este capítulo se revisará el modelado del amplificador óptico de semiconductor para su uso como modulador-amplificador y los parámetros utilizados, así como su respectiva validación, también veremos una breve descripción del programa utilizado y del simulador.

3.1 Modelo y simulación del SOA

A continuación se describe el modelado del amplificador óptico de semiconductor, las ecuaciones y programas que se utilizaron para lograr conformarlo. También se incluye una breve explicación de la interfaz gráfica del simulador ya finalizado.

3.1.1 LabVIEW para la simulación

La programación del modelo del SOA se realizó en *LabVIEW*. La principal razón para elegir este lenguaje gráfico de programación es la existencia de una gran variedad de módulos, rutinas y subrutinas anteriormente programadas y validadas por el grupo de

investigación del área de telecomunicaciones del Instituto de Ingeniería. De esta forma el simulador se basó en distintos módulos ya existentes, con la ventaja de que la programación no se empezó desde cero y se garantiza que el simulador sea compatible con los sistemas que ya se encuentran en el grupo. Además, LabVIEW presenta ciertas ventajas como una velocidad de ejecución cien veces mayor que Matlab, lo que posibilita trabajar con secuencias de bits considerablemente mayores. Un proceso típico con una secuencia PRBS de 1024 bits tarda alrededor de cuatro horas mientras que en LabVIEW sólo 165 segundos [34].

Una vez que se ha realizado la programación en LabVIEW es realmente sencillo variar cualquier parámetro del modelo sin la necesidad de reprogramar ningún módulo, otra ventaja es que se puede monitorear fácilmente cualquier punto del sistema mediante gráficas y tablas. Al ser una herramienta orientada a la simulación de sistemas, se tiene la capacidad de adquirir mediciones de configuraciones experimentales y procesarlas en tiempo real, por lo que deja la puerta abierta para realizar mediciones experimentales y procesarlas en los módulos ya programados.

3.2 Modelo físico del SOA

Para poder modelar el comportamiento del SOA se utilizó la respuesta del material a un campo óptico aplicado E , descrita por la ecuación diferencial de densidad de portadores [35].

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar\omega_0} |E|^2 \quad (3.1)$$

Donde N es la densidad de portadores, D es el coeficiente de difusión, I es la corriente proporcionada, q es la carga eléctrica del electrón, V es el volumen de la región activa, τ_c es el tiempo de vida de los portadores, $\hbar\omega_0$ es la energía del fotón, a es el diferencial de ganancia, y N_0 es la densidad de portadores requeridos para lograr transparencia, es decir, aquella en donde la absorción se iguala a la emisión estimulada y al superar dicha región comienza la ganancia óptica.

La Ec. 3.1 de densidad de portadores, también puede ser simplificada si nos percatamos que la anchura (w) y el espesor (d) de la región activa son más pequeños cuando la longitud del amplificador es mucho más larga que la longitud de difusión. Una vez que la densidad de portadores presenta uniformidad a lo largo de la dimensión transversal, se puede utilizar un valor promedio para obtener una buena aproximación, y descartar la difusión de portadores. Promediando la Ec. 3.1 sobre las dimensiones de la región activa se obtiene la variación de la densidad de portadores con respecto al tiempo [35]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_0} |A|^2 \quad (3.2)$$

El primer término de la Ec. 3.2 está relacionado con la inyección de corriente en la región activa (el bombeo), I representa la corriente de bombeo dividida entre el producto de la carga del electrón (q) y el volumen (V) de la región activa del SOA. El segundo término está relacionado con la recombinación espontánea, donde N es la densidad de portadores y τ_c el tiempo de vida de los portadores. El tercer término representa la emisión estimulada, donde A es la envolvente asociada al pulso óptico, $\hbar\omega_0$ es la energía asociada al fotón y $g(N)$ es la ganancia en aproximación lineal definida por la Ec. 3.3, donde a representa la ganancia diferencial, también conocida como ganancia de sección transversal:

$$g(N) = a(N - N_0) \quad (3.3)$$

Combinando las Ec. 3.2 y 3.3 se obtiene [35]:

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g|A|^2}{E_{sat}} \quad (3.4)$$

Donde la envolvente A está normalizada de forma que $|A|^2$ representa la potencia P , E_{sat} es la energía de saturación del amplificador y es definida como [35]:

$$E_{sat} = \frac{\hbar\omega_0\sigma}{a} \quad (3.5)$$

σ es el modo de sección transversal ($\sigma = wd/\Gamma$). Γ es el factor de confinamiento el cual indica la fracción de la onda óptica que existe en la región activa.

La ganancia en señal pequeña se define por:

$$g_0 = \Gamma a N_0 \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right) \quad (3.6)$$

Donde I_0 es la corriente requerida para lograr la transparencia e I es la corriente total suministrada, la corriente de bombeo [35].

La Ec. 3.7 indica la variación de la potencia de los pulsos a lo largo del amplificador, donde se relaciona las pérdidas que experimenta dicho pulso dentro del material

(α_{int}) con respecto a la longitud Z que ha recorrido dentro del SOA , el coeficiente α_{int} representa dichas pérdidas mientras que g representa la ganancia óptica [35].

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P(z) \quad (3.7)$$

Como la ganancia óptica está acompañada por cambios en la fase, debido al cambio en la densidad de portadores en el material, la fase en las señales propagadas dentro del SOA también cambian. Esa variación de fase a lo largo del amplificador se define por la siguiente Ec. diferencial [35]:

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha g \quad (3.8)$$

Donde α es el factor de ensanchamiento de línea, y representa la relación entre cambio en la parte real y la parte imaginaria del índice de refracción [36].

El cambio total de fase que sufre un pulso a través del SOA está dado por la solución de la Ec. 3.8 [36]:

$$\phi(t)_{out} = -\frac{1}{2}\alpha \int_0^L g(z, t) dt = -\frac{1}{2}\alpha h(t) \quad (3.9)$$

La evolución de la intensidad de un pulso dentro del amplificador requiere de la solución numérica de las Ec.: 3.4, 3.7 y 3.8. Si las pérdidas interiores α_{int} son mucho menores a la ganancia g , es posible resolverlas de forma cerrada. En la práctica la ganancia es mucho mayor a las pérdidas por lo que la condición se satisface, entonces podemos obtener de la Ec. 3.7 la potencia a la salida del amplificador $P_{out}(t)$:

$$P_{out}(t) = P_{in}(t) e^{h(t)} \quad (3.10)$$

Donde $P_{in}(t)$ es la potencia del pulso a la entrada y la función $h(t)$ es la integral de la Ec. 3.4, $h(t)$ representa la ganancia total integrada a lo largo de la longitud L del SOA [35]:

$$h(t) = \int_0^L g(z, t) dz \quad (3.11)$$

Si tomamos la Ec. 3.7 con $\alpha_{int} = 0$ podemos sustituir $g|A|^2$ en la Ec. 3.4 y así poder obtener la ecuación diferencial de la ganancia total integrada [35]:

$$\frac{dh(t)}{dt} = \frac{g_0 L - h(t)}{\tau_c} - \frac{P_{in}(t)}{E_{sat}} (e^{h(t)} - 1) \quad (3.12)$$

Al sustituir $E_{sat} = P_{sat} * \tau_c$ y la Ec. 3.6 ambas en la Ec. 3.12, obtenemos una ecuación diferencial cuyos parámetros son conocidos en los SOAs [23]:

$$\frac{dh(t)}{dt} = \frac{\Gamma a N_0 \left(\frac{I(t)}{I_0} - 1 \right) L - h(t)}{\tau_c} - \frac{P_{in}(t)}{P_{sat} \tau_c} (e^{h(t)} - 1) \quad (3.13)$$

La Ec. 3.13 modela los cambios de la ganancia con respecto al tiempo a lo largo de la longitud L del SOA. Esta ecuación toma en cuenta la forma del pulso óptico de entrada $P_{in}(t)$, la potencia de saturación del SOA P_{sat} , el factor de confinamiento Γ , la ganancia diferencial a , la densidad de portadores requeridos para transparencia N_0 , la corriente requerida por la transparencia I_0 , el tiempo de vida de los portadores τ_c y la corriente de bombeo $I(t)$: esta última será nuestra variable que modulará una señal óptica continua de entrada P_{incw} .

Para poder obtener los valores de potencia tenemos que resolver la Ec. 3.13 de forma numérica, para ello se recurrió al método de Euler. Se decidió realizar la programación de este método ya que es la más sencilla y rápida de programar, y aunque requiere de un número mucho mayor de iteraciones para alcanzar la estabilidad, este método programado en LabVIEW, fue lo suficientemente rápido y preciso como para decidir continuar trabajando con él, por lo que no hubo necesidad de recurrir posteriormente a un *Runge-Kutta* o métodos más avanzados para su solución. A continuación, se muestra la solución de la ecuación.

$$\frac{h(t)_f - h(t)_i}{\Delta t} = \frac{\Gamma a N_0 \left(\frac{I(t)}{I_0} - 1 \right) L - h(t)_i}{\tau_c} - \frac{P_{incw}(t)}{P_{sat} \tau_c} (e^{h(t)_i} - 1) \quad (3.14)$$

$$h(t)_f = \left[\frac{\Gamma a N_0 \left(\frac{I(t)}{I_0} - 1 \right) L - h(t)_i}{\tau_c} - \frac{P_{incw}(t)}{P_{sat} \tau_c} (e^{h(t)_i} - 1) \right] \Delta t + h(t)_i \quad (3.15)$$

La Ec. 3.15 sólo nos proporciona la variación de la ganancia a través del SOA en función del tiempo, sin embargo, necesitamos obtener la potencia óptica a la salida del dispositivo, por lo cual es necesario obtener el campo óptico a la salida del SOA, el cual viene definido por la Ec. 3.16 [35]:

$$E_{out}(t) = \sqrt{P_{out}} e^{i\phi_{out}} \quad (3.16)$$

Sustituyendo 3.9 y 3.10 en 3.16 obtenemos el campo óptico a la salida del SOA en términos de la potencia óptica incidente P_{in} :

$$E_{out}(t) = \sqrt{P_{in}} e^{\frac{1}{2}(1-j\alpha)h(t)} \quad (3.17)$$

Finalmente, el campo multiplicado por su complejo conjugado nos representa la potencia, de esta forma se obtiene la potencia a la salida del SOA.

$$P_{SOA}(t) = E_{out}(t) E_{out}^*(t) \quad (3.18)$$

Basándonos en estas ecuaciones se procedió a realizar la programación del simulador en LabVIEW.

3.3 Parámetros y descripción del simulador

Para realizar la programación del modelo físico del SOA se utilizaron los parámetros de una de las más recientes investigaciones sobre el SOA utilizado como modulador-amplificador publicado por Zoiros y Morel [37]; *Semiconductor optical amplifier direct modulation with double-stage birefringent fiber loop*, revisado en el capítulo 2 en la sección *Fibras ópticas birrefringentes*.

Los parámetros utilizados se muestran en la Tabla 1:

Tabla. 1. Parámetros empleados en el sistema de simulación [37].

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Longitud de la región activa	L	2	mm
Factor de confinamiento	Γ	0.25	
Corriente requerida para la transparencia	I_0	75	mA
Ganancia diferencial	a	3.3×10^{-20}	m^2
Densidad de portadores requeridos por la transparencia	N_0	0.15×10^{24}	m^{-3}
Tiempo de vida de los portadores	τ_c	312	ps
Potencia de saturación	P_{sat}	10	dBm

En la Fig. 3.1 se muestra el diagrama del sistema de simulación. El módulo SOA se encuentra al centro del diagrama y dentro se encuentran implementadas las ecuaciones del modelo físico del SOA, este módulo principal es alimentado por un módulo CW LASER (*Continuous Wave Laser*) que simula la fuente de potencia óptica continua que funcionará como señal portadora de información; el módulo NRZ (*Non Return to Zero*) se encarga de generar una secuencia de datos binaria pseudoaleatoria que pasa directamente al módulo RT (*Rise Time*), el cual se encarga

de agregar a la secuencia de datos un tiempo de riso del 17% del periodo del bit con la finalidad de reproducir las condiciones reales de un generador *PRBS*; la salida del módulo *RT* proporciona un bombeo eléctrico al módulo del *SOA* con la señal de datos que funcionará como la señal moduladora. Finalmente, el módulo *SOA* entrega la señal óptica modulada hacia los módulos de: *Phase Chirp* donde se analiza la fase y el *chirp*, *Eye Diagram* donde se obtienen los parámetros de calidad de la señal y, finalmente, se envía la señal hacia las diferentes salidas gráficas (*Modulator Out* y *Output Power*) para poder visualizar la potencia de la señal óptica modulada.

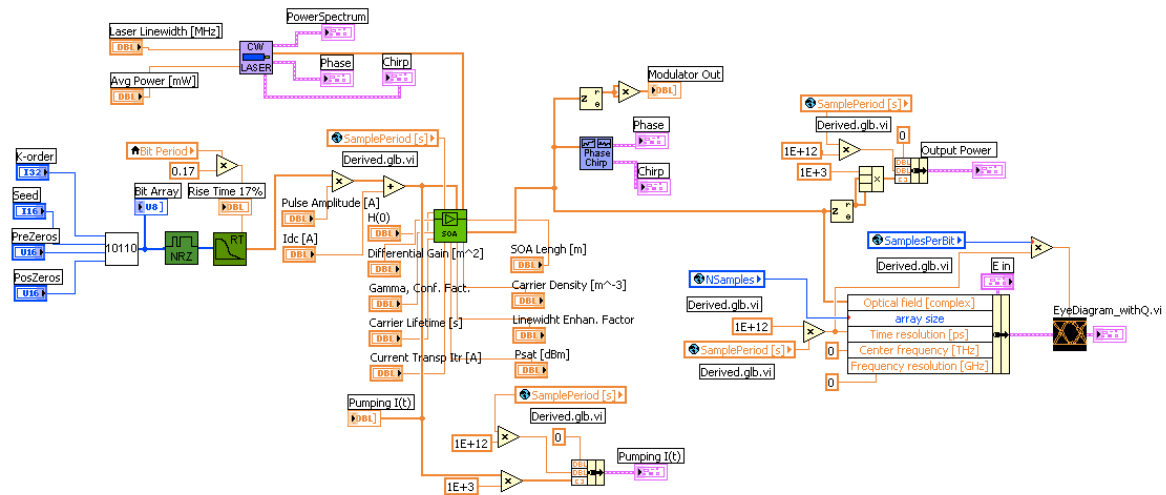


Fig. 3.1. Diagrama del sistema de simulación en LabVIEW.

En la Fig. 39 se puede observar la ventana principal del simulador. Del lado izquierdo se tiene una barra donde se agrupan los diferentes tipos de parámetros, desde los parámetros necesarios para la generación de la secuencia de datos *NRZ* (*Simulation Params*), pasando por los parámetros del bombeo eléctrico (*Electrical Pumping*) y finalmente los parámetros físicos del *SOA* (*SOA Params*), parámetros que pueden ser modificados directamente en esa sección.

En la misma Fig. 3.2 vemos la sección del *PRBS Generator*, donde se proporcionan los datos para controlar la longitud de la secuencia de datos partiendo de una semilla, la sección de *Rise Time Adjuster* muestra el tiempo de riso con el que se generó la señal *NRZ* con su período y tasa de bits. La gráfica que se encuentra en la sección de *Rise Time Adjuster* corresponde a la corriente eléctrica de bombeo *NRZ* justo antes de ser inyectada al *SOA*.

En la sección de *Semiconductor Optical Amplifier*, tenemos la gráfica de potencia a la salida del *SOA* mientras que a la derecha se aprecia su correspondiente diagrama de ojo.

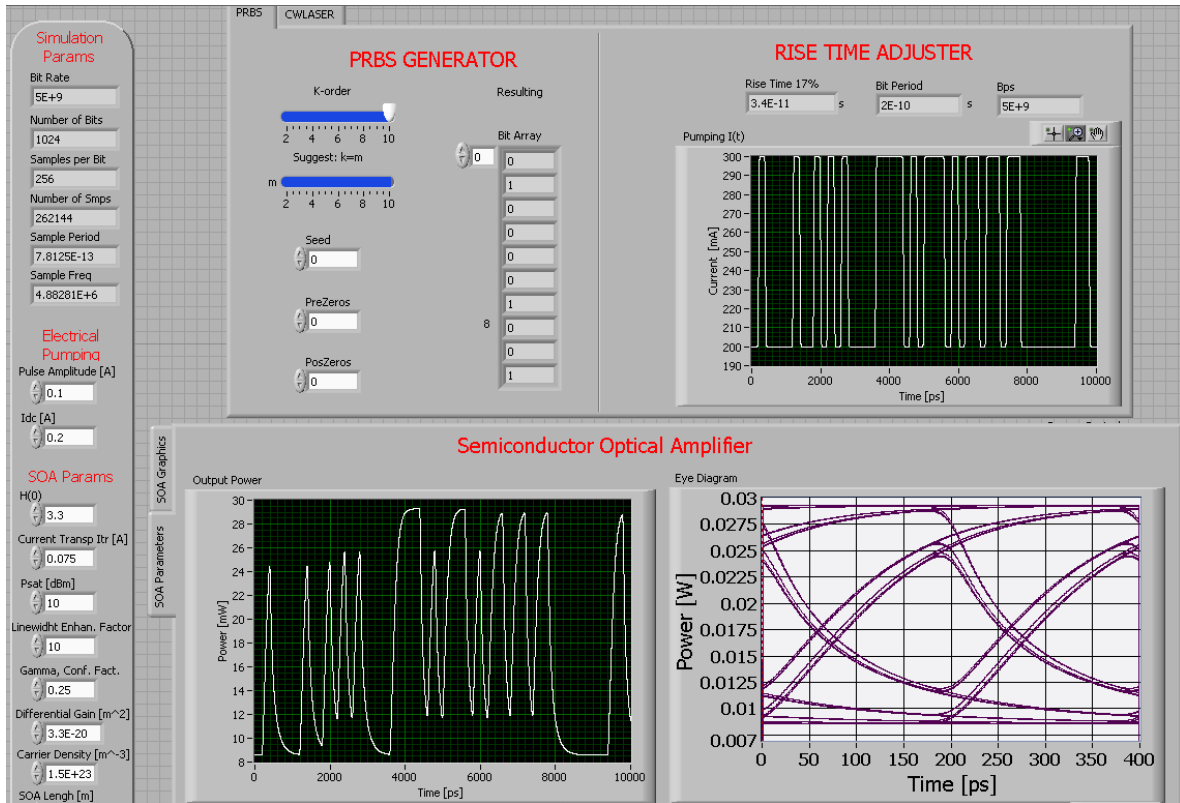


Fig. 3.2. Ventana principal del simulador.

3.4 Validación del modelo

3.4.1 Mediante la aproximación en estado estable (parte lineal)

Para realizar una primera aproximación sobre la validez de nuestro modelo de simulación se realizó una comparación de los datos obtenidos con los resultados de la solución en estado estacionario de la ecuación del modelo físico del SOA. En la Ec. 3.15 se igualó $h(t)$ a una constante, al ser $h(t)$ una constante, su derivada con respecto al tiempo se vuelve cero dando por resultado la siguiente ecuación:

$$h(t)_{lineal} = \frac{P_{sat} \Gamma a N_0 \left(\frac{I(t)}{I_0} - 1 \right) L}{P_{sat} + P_{incw}} \quad (3.19)$$

Se utilizaron los parámetros de la Tabla 1 para obtener la potencia a la salida del SOA con la Ec. 3.19 y se comparó con la curva de ganancia a la salida del

simulador, ambos en función de la corriente de bombeo inyectada de forma continua.

Vemos en la Fig. 3.3 como la solución en estado estacionario sólo coincide con la curva generada a partir de la Ec. 3.19, en la parte lineal de la ganancia del SOA, es decir, sólo funciona para la región donde la corriente de bombeo es menor a los 150 mA.

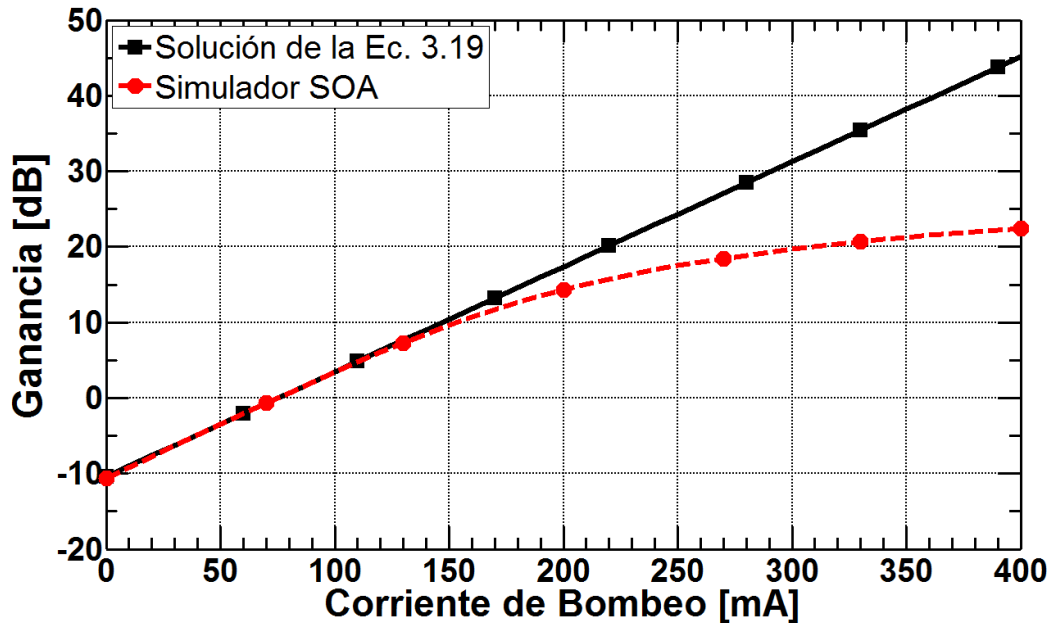


Fig. 3.3. Ganancia en función de la corriente de bombeo.

Se necesita corroborar que la parte no lineal de las curvas está resuelta correctamente lo cual veremos a continuación.

3.4.2 Mediante Matlab

Para comprobar la parte no lineal y de una vez asegurarnos que la programación no contiene errores se procedió a resolver la ecuación del modelo físico del SOA usando la rutina *ODE45* de Matlab, la cual resuelve numéricamente la ecuación mediante el método *Runge-Kutta* de paso variable.

En la Fig. 3.4 se aprecia como los resultados obtenidos del simulador son idénticos a los obtenidos utilizando *ODE45* para resolver la Ec. 3.13. Se observa que ambas curvas toman los mismos valores para la ganancia tanto para la parte lineal como para la parte de saturación, comprobando que la programación del simulador junto con el método de resolución de la ecuación diferencial del SOA han sido

implementadas correctamente y cumplen con la exactitud necesaria para continuar trabajando con esa configuración, aun cuando se utilizó el método de Euler para resolver la ecuación diferencial.

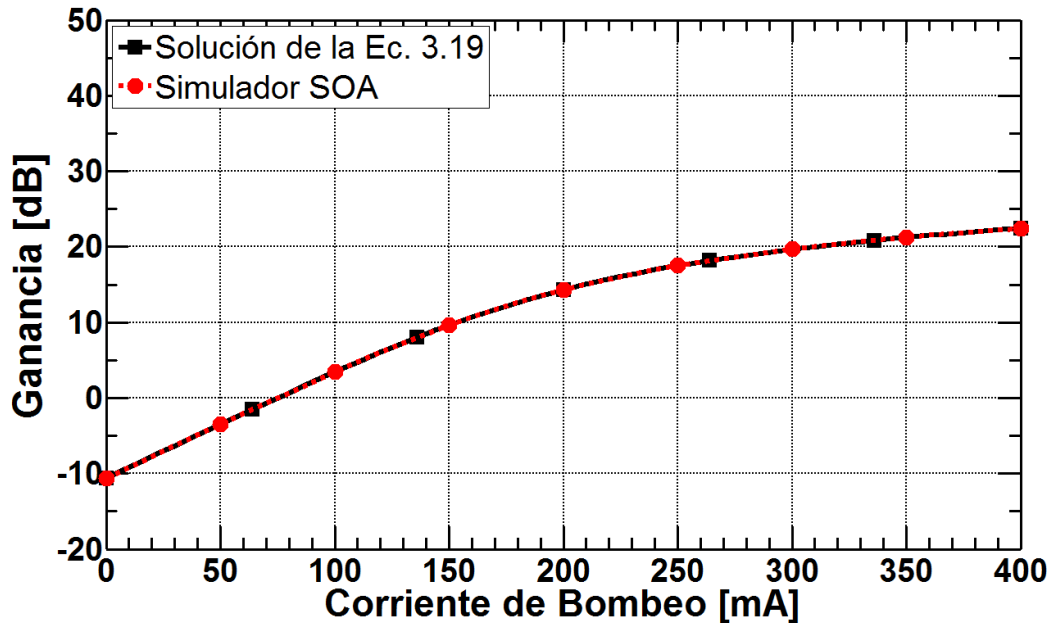


Fig. 3.4. Ganancia proporcionada por el SOA en función de la corriente de bombeo.

La diferencia entre los resultados de nuestra simulación con respecto a la solución ODE45 fue menor al 0.004% con lo cual concluimos que nuestro simulador se programó correctamente y es lo suficientemente confiable.

3.4.3 Mediante la comparación de resultados experimentales

Para validar el simulador es necesario compararlo con resultados experimentales, para ello recurrimos a una investigación encontrada en la literatura, donde se han reportado sus datos. La investigación es la misma de la cual se obtuvieron los parámetros para obtener los primeros resultados y que se muestran en la Tabla 1.

Zoiros y Morel implementaron un simulador para realizar modulación y amplificación con el SOA, ellos validaron su simulador comparando sus resultados con mediciones experimentales que ellos mismos realizaron [37]. Basándonos en los resultados de dicha simulación se validará indirectamente nuestro modelo de manera experimental.

En la Fig. 3.5 se observa la señal proporcionada por Zoiros y Morel en su investigación [37], donde también se reporta la validación experimental de los resultados. La señal validada está constituida por una secuencia de 50 bits a una tasa de 5 Gb/s. Utilizando los parámetros ya citados, una potencia de -5 dBm del láser y un rango dinámico de bombeo que va de los 200 mA a los 300 mA, se reprodujo la misma secuencia de datos con la misma tasa bits lo cual dio como resultado la señal que se muestra en la Fig. 3.6.

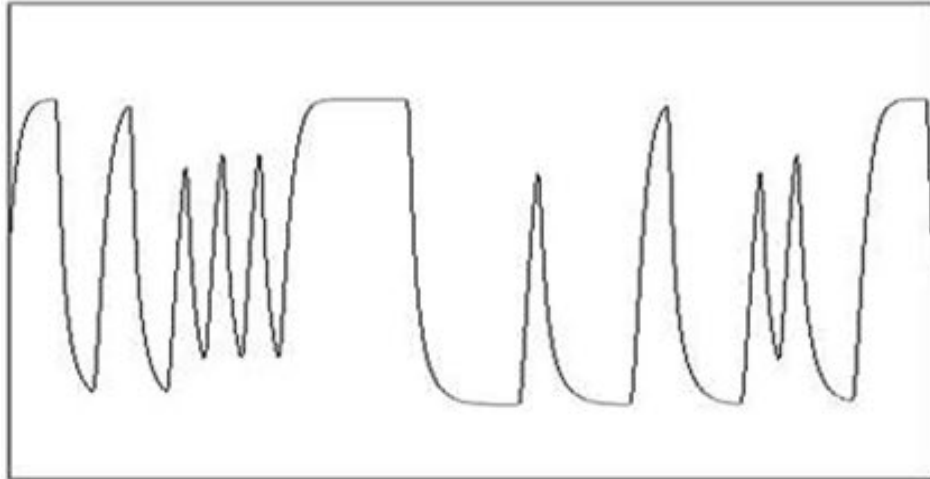


Fig. 3.5. Potencia de la señal óptica modulada por el SOA validada experimentalmente [37].

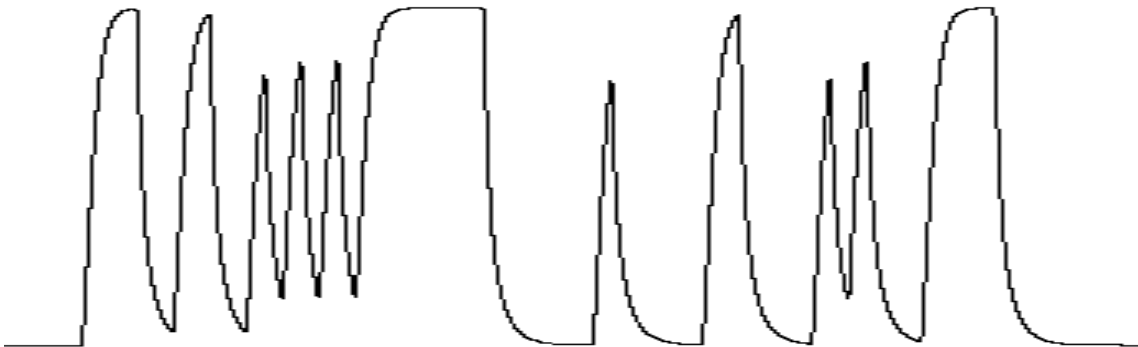


Fig. 3.6. Potencia de la señal óptica modulada por el SOA obtenida en nuestro simulador.

A simple vista se aprecia una similitud entre ambas señales, pero para lograr una mejor comparación se extrajeron los datos de la Fig. 3.5 y se graficaron junto con nuestros resultados. En la Fig. 3.7 se pueden apreciar ambas señales, la señal continua de color azul es obtenida del simulador, mientras que la señal reportada por Zoiros y Morel está representada con marcas de color rojo. Como se puede observar nuestro simulador reprodujo una señal idéntica al introducir la misma secuencia de bits con los mismos parámetros de la Tabla 1.

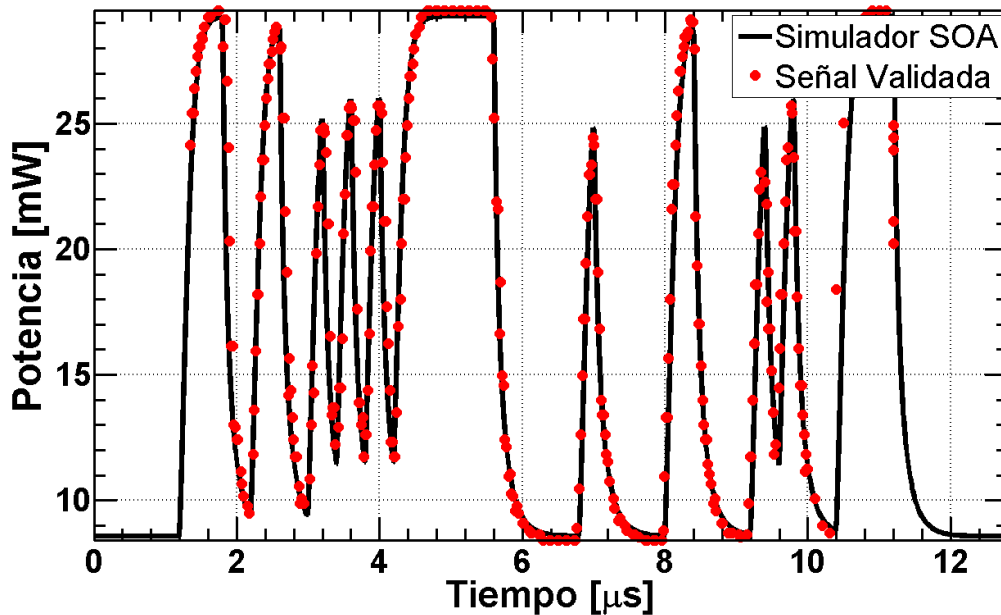


Fig. 3.7. Señal óptica simulada en color negro, curva discontinua de color rojo pertenece a la señal validada.

De esta forma, comparando los resultados de nuestra simulación con los datos validados experimentalmente es como se logró validar el simulador. En este punto podemos asegurar que nuestro simulador cumple con su principal objetivo que es el de predecir el comportamiento físico del SOA al modular y amplificar una señal.

3.5 Curvas características del SOA

Una vez validado el simulador es posible continuar con la caracterización del SOA, por lo que a continuación se presentan las curvas características del SOA para diferentes rangos de corriente de bombeo y distintas potencias ópticas continuas de inyección con la finalidad de entender como es el comportamiento del SOA cuando se varían las dos principales entradas del dispositivo: la potencia óptica continua de inyección y el rango de la corriente de bombeo.

3.5.1 Potencia Vs Corriente de Bombeo

Mediante las curvas características de potencia podemos determinar con qué potencia óptica continua de inyección (P_{inCW}) se obtiene la mayor potencia de salida. En la Fig. 3.8 vemos como las curvas que otorgan la mayor potencia a la salida del

SOA son las que tienen la mayor P_{inCW} , esto nos da la primera aproximación sobre el comportamiento del SOA.

Dependiendo de la potencia óptica de entrada que se utilice se pueden obtener potencias de salida superiores a los 15 mW con corrientes de bombeo de 200 mA ó, si requerimos, podemos cambiar a otra curva que proporcione la misma potencia a menor corriente.

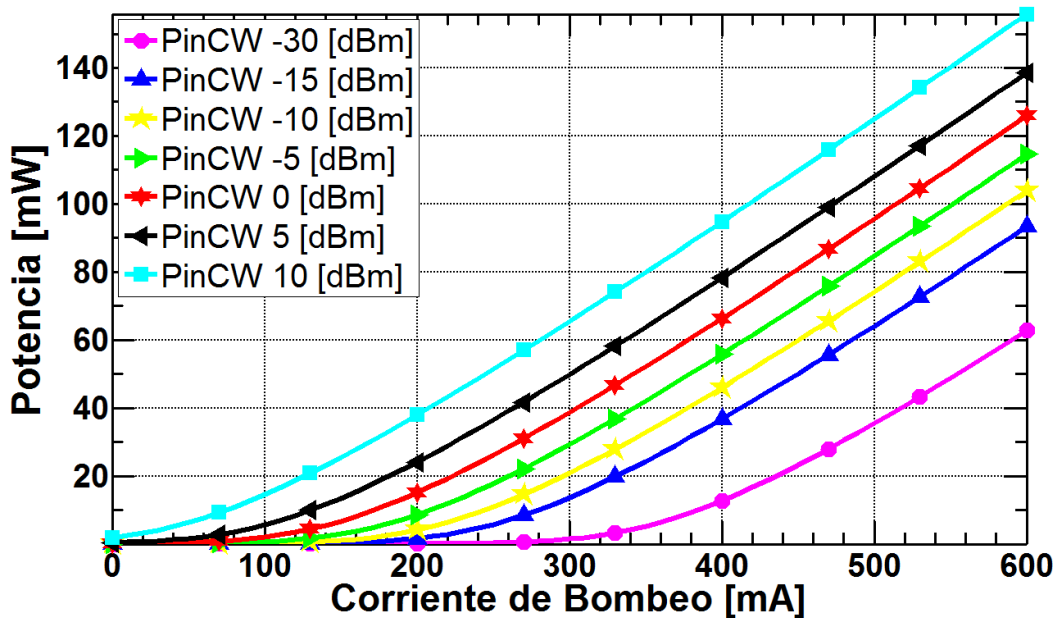


Fig. 3.8. Potencia de salida en función de la corriente de bombeo constante para diferentes potencias ópticas continuas.

3.5.2 Ganancia Vs Corriente de Bombeo

Para poder determinar el rango dinámico de la señal de información eléctrica con la que podremos trabajar es necesario obtener la curva de ganancia con la finalidad de ubicar la región de ganancia lineal y poder trabajar lo más apegado a ella.

Cualquier curva de las mostradas en la Fig. 3.9 puede ser dividida en tres partes; la primera parte muestra el inicio de la amplificación, en ella apodemos ubicar como a una determinada corriente (la corriente de transparencia que fijamos en 75 mA) se presenta atenuación y justo después de los 75 mA se presenta ganancia, donde inicia la región lineal y finalmente tenemos la región donde la ganancia se comporta de manera no lineal. En medio de la región lineal de la curva se tiene comúnmente el punto de operación debido a que posee una menor distorsión no lineal y una mayor pendiente (mayor diferencia entre niveles de potencia).

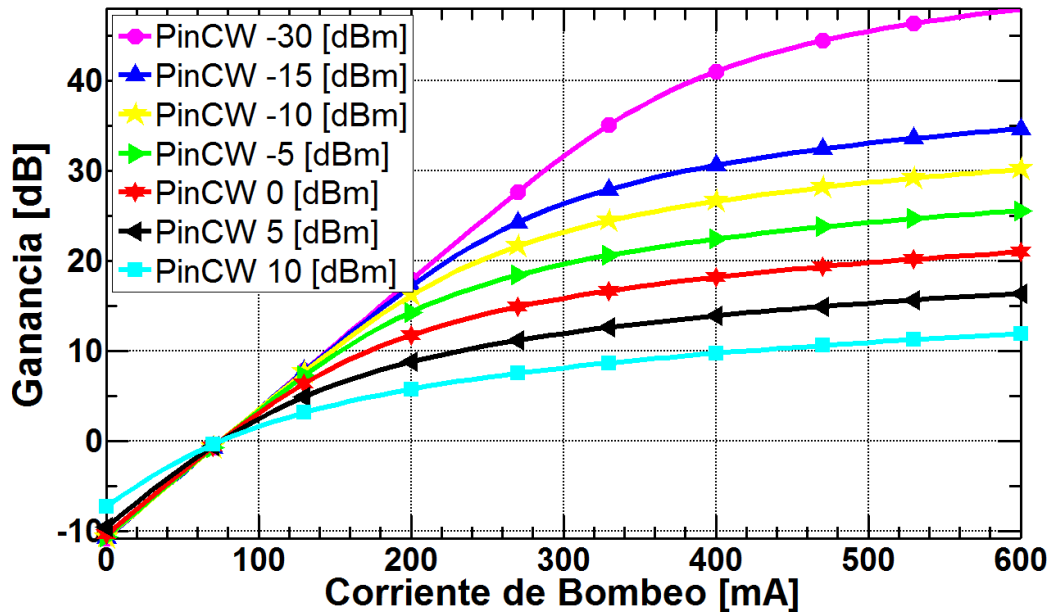


Fig. 3.9. Ganancia en función de la corriente de bombeo constante para diferentes potencias ópticas continuas.

Para cada potencia óptica continua de inyección se tiene una curva de ganancia diferente. Notamos que a mayor potencia de inyección la ganancia llega a un límite, por lo tanto, dependiendo de la potencia del láser que se utilice tendremos que determinar un rango de corriente de bombeo óptimo en el cual trabajar.

3.5.3 Potencia de saturación

La ganancia de los amplificadores tiende a saturarse a medida que se inyecta una señal óptica cada vez más potente, mientras que la máxima ganancia alcanzada por los amplificadores ópticos se llama ganancia en señal pequeña, debido a que es alcanzada con una potencia de señal óptica de entrada muy pequeña.

En la Fig. 3.10 se tiene la curva de ganancia en función de la potencia óptica continua de salida. Podemos ver que para potencias ópticas muy pequeñas (menores a -5 dBm) la ganancia que proporciona el SOA es igual a la ganancia en señal pequeña, mientras que para potencias de inyección mayores, la ganancia empieza a decrecer entrando en régimen de saturación de ganancia. El punto que define donde inicia la potencia de saturación está definido a la mitad de la ganancia en señal pequeña.

En la Fig. 3.10 la ganancia en señal pequeña se encuentra alrededor de los 34 dB mientras que la potencia de saturación de salida se encuentra en los 10 dB. Esta potencia de saturación de salida es un parámetro que está definido en la entrada del programa de simulación e indica el límite en el cual la ganancia del SOA deja de comportarse de manera lineal.

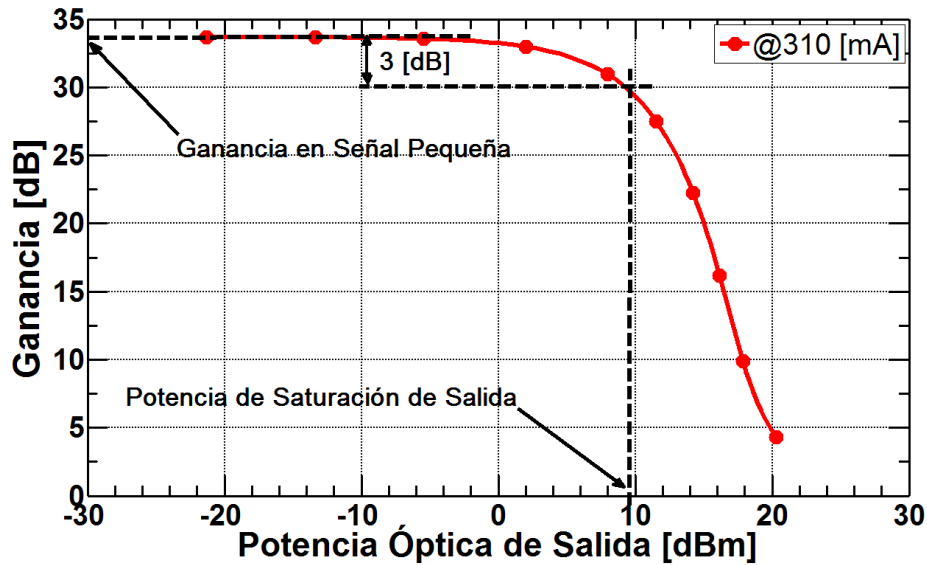


Fig. 3.10. Ganancia en función de la potencia óptica de salida para una corriente de bombeo de 310 mA.

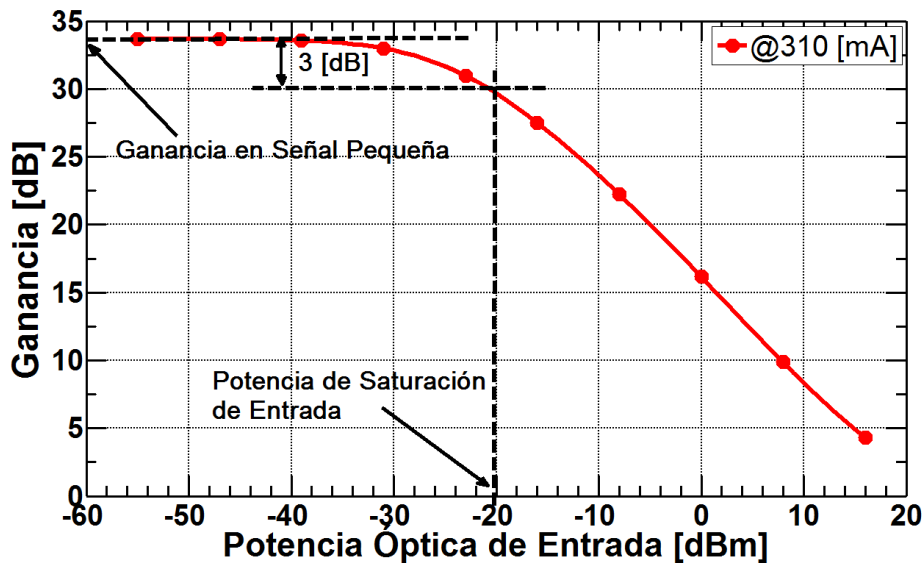


Fig. 3.11. Ganancia en función de la potencia óptica de entrada para una corriente de bombeo de 310 mA.

La Fig. 3.11 nos muestra como a una mayor potencia óptica de entrada la ganancia que obtendremos del SOA irá disminuyendo, dependiendo del tipo de láser con el que se alimente el modulador-amplificador. Gracias a esta curva se puede predecir con qué ganancia saldrá nuestra señal de información. Si se desea obtener una máxima ganancia es necesario trabajar en la región de señal pequeña, por lo que se

necesitará un láser con potencia baja, menor a los -40 dBm (0.1 mW). Pero si se tiene un láser de -5 dBm (0.316 mW) se presenta una ganancia de alrededor de 20 dB.

3.5.4 Respuesta en frecuencia

Para poder obtener el ancho de banda del SOA bajo distintas potencias ópticas continuas de inyección y corriente de bombeo fue necesario obtener las curvas de respuesta en frecuencia, para ello se recurrió a inyectar en el bombeo una señal senoidal variando su frecuencia, este proceso se realizó para cada una de las potencias ópticas de entrada (P_{inCW}) a analizar. Para obtener la potencia a la salida del SOA se utilizó la ley cuadrada con una responsividad de 1AW. En la Fig. 3.12 se muestra el esquema utilizado para esta simulación.

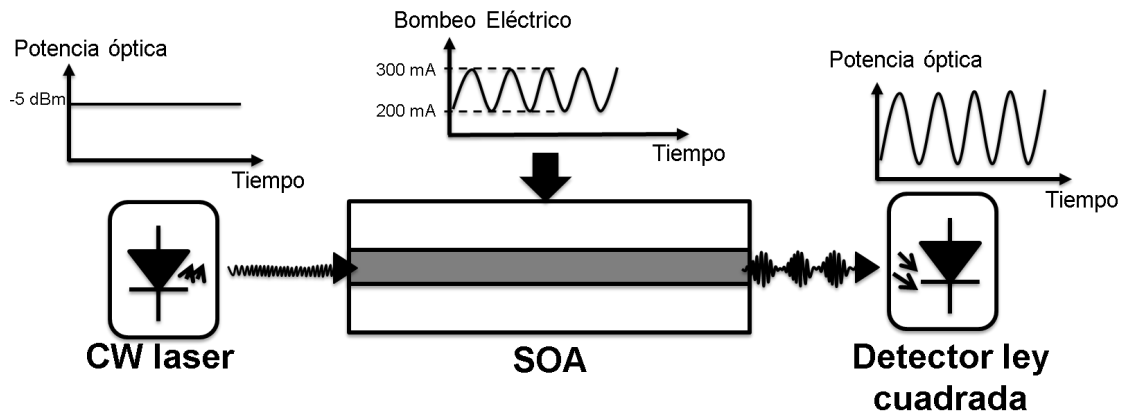


Fig. 3.12. Respuesta en frecuencia para una potencia óptica continua de inyección de -5 dBm.

En la Fig. 3.13 se muestra la respuesta en frecuencia para una potencia óptica continua de -5 dBm y una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA. El límite de ancho de banda lo definimos en la frecuencia a la cual la potencia pico a pico de la senoidal a la salida del SOA se reduce a la mitad de su valor máximo (disminuye 3 dB). En la misma Fig. 3.13 se observa la máxima potencia alrededor de los 20 mW por lo tanto el ancho de banda para esta configuración se encuentra alrededor de los 11 mW, es decir, un ancho de banda de 2.5 GHz.

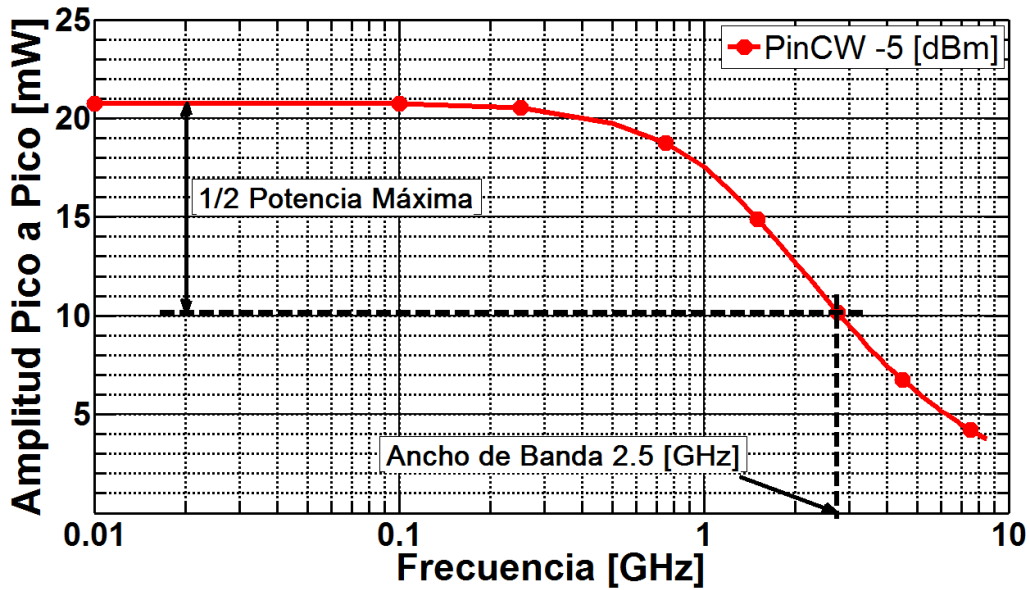


Fig. 3.13. Respuesta en frecuencia para una potencia óptica continua de inyección de -5 dBm.

En la Fig. 3.14 se presentan las curvas de respuesta en frecuencia para diferentes potencias ópticas continuas de inyección, todas estas curvas fueron obtenidas a partir de una onda senoidal inyectada en el bombeo con un rango dinámico de 200 mA a 300 mA. Podemos notar que a medida que aumentamos la potencia (P_{inCW}) el ancho de banda también incrementa.

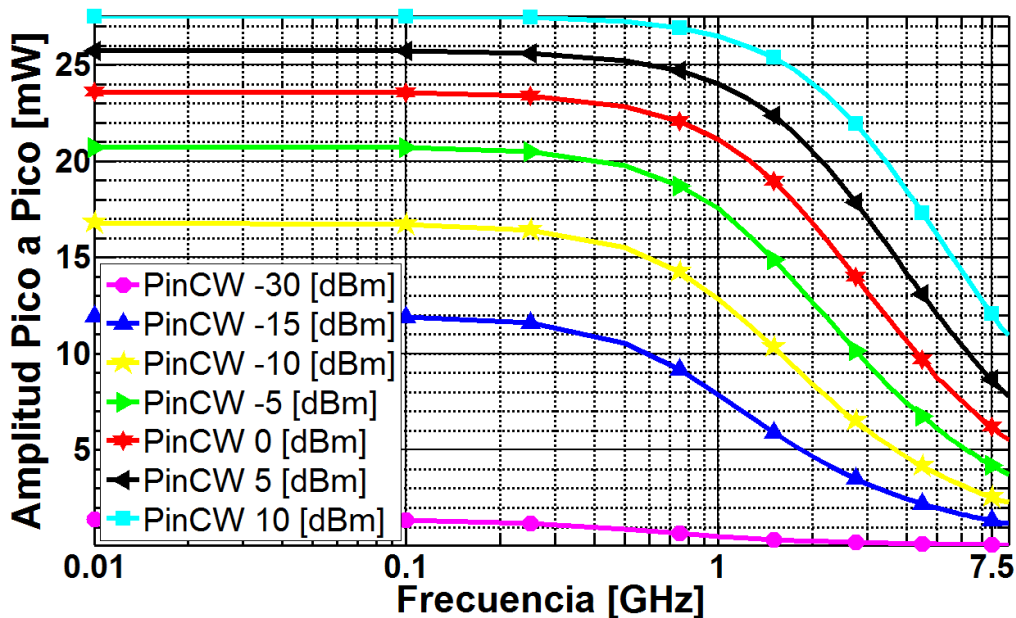


Fig. 3.14. Curvas de respuesta en frecuencia para diferentes potencias ópticas de entrada (P_{inCW}).

Con base en los resultados anteriores se graficó la curva de ancho de banda en función de la potencia óptica continua (P_{inCW}). En la Fig. 3.15 la curva de 200 mA a 300 mA se aprecia en color rojo continuo, en ella se ve reflejado el aumento del ancho de banda al incrementarse la P_{inCW} . También se agregó, para algunas potencias de entrada específicas, el ancho de banda para otros dos rangos de bombeo; de color azul tenemos el ancho de banda para un bombeo de 150 mA a 300 mA y de color negro tenemos el ancho de banda para un bombeo de 100 mA a 300 mA. Se aprecia que cuando aumenta el rango dinámico de la señal de bombeo para cualquier P_{inCW} el ancho de banda disminuye, es decir, a mayor rango de bombeo mayor disminución del ancho de banda.

Para explicar este fenómeno tomemos el régimen de P_{inCW} igual a 5 dBm. Al variar esa corriente desde los 200 mA a 300 mA se requiere un cierto tiempo para llegar del nivel inferior al superior; si ahora aumentamos a un rango de 100 mA a 300 mA el tiempo requerido para ir de un nivel a otro aumenta retrasando a su vez la velocidad de respuesta del SOA y reflejándose en una caída en el ancho de banda del dispositivo.

Con las curvas características obtenidas hasta ahora se sabe que el ancho de banda está influenciado tanto por la potencia óptica continua de inyección como por el rango de la corriente de bombeo, éste último parámetro también está ligado a la razón de extinción, que se estudia a continuación.

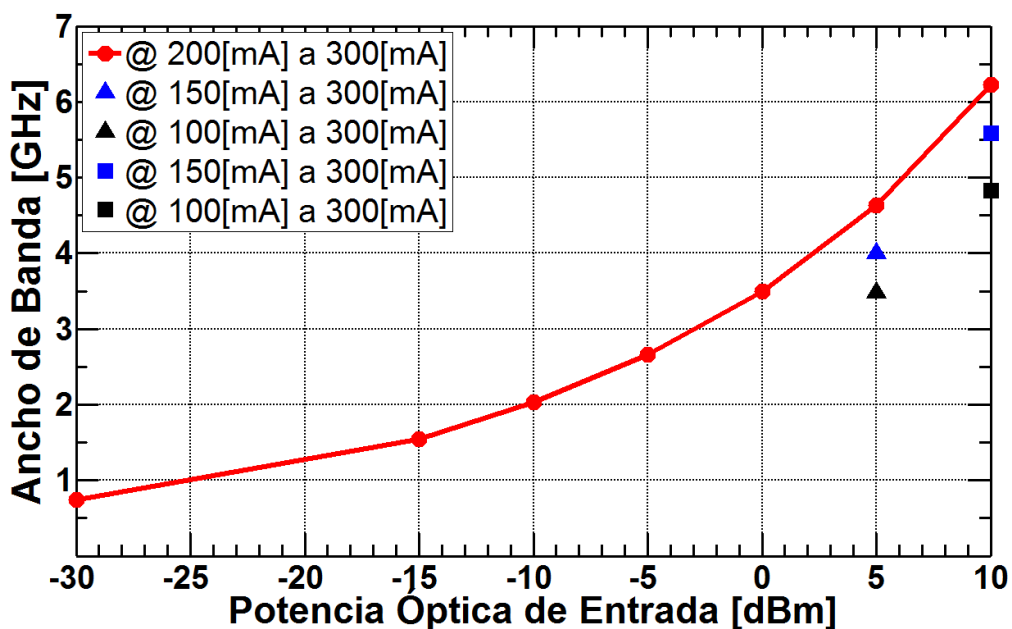


Fig. 3.15. Ancho de banda en función de la potencia óptica continua de inyección.

3.5.5 Razón de Extinción

Otro parámetro importante para el diseño de sistemas de comunicaciones ópticos es la razón de extinción (ER). Para poder conocer cómo es su variación con respecto a la potencia y la frecuencia se obtuvieron las curvas de la Fig. 3.16, que muestran el ER para diferentes potencias ópticas continuas de entrada (P_{inCW}) en función de la frecuencia. A diferencia de la gráfica de respuesta en frecuencia donde el ancho de banda aumenta al incrementar P_{inCW} , aquí la razón de extinción disminuye cuando se aumenta la potencia óptica de entrada.

Como ya vimos, al incrementar la potencia de entrada se disminuye la ganancia por lo que la diferencia entre el máximo nivel de la señal y el mínimo nivel también disminuye, esto explica por qué la razón de extinción decae al aumentar la potencia óptica continua. También explica por qué el ancho de banda aumenta cuando incrementa la potencia óptica de entrada; la diferencia de ganancia entre un nivel bajo y uno alto es mucho mayor que con una P_{inCW} pequeña, por tanto, el tiempo necesario que se requiere para pasar de un nivel a otro es mayor, y se retrasa la respuesta del dispositivo, mientras que con una potencia óptica de entrada grande la diferencia entre niveles es pequeña por lo que la velocidad de respuesta del dispositivo aumenta posibilitando trabajar a mayores frecuencias.

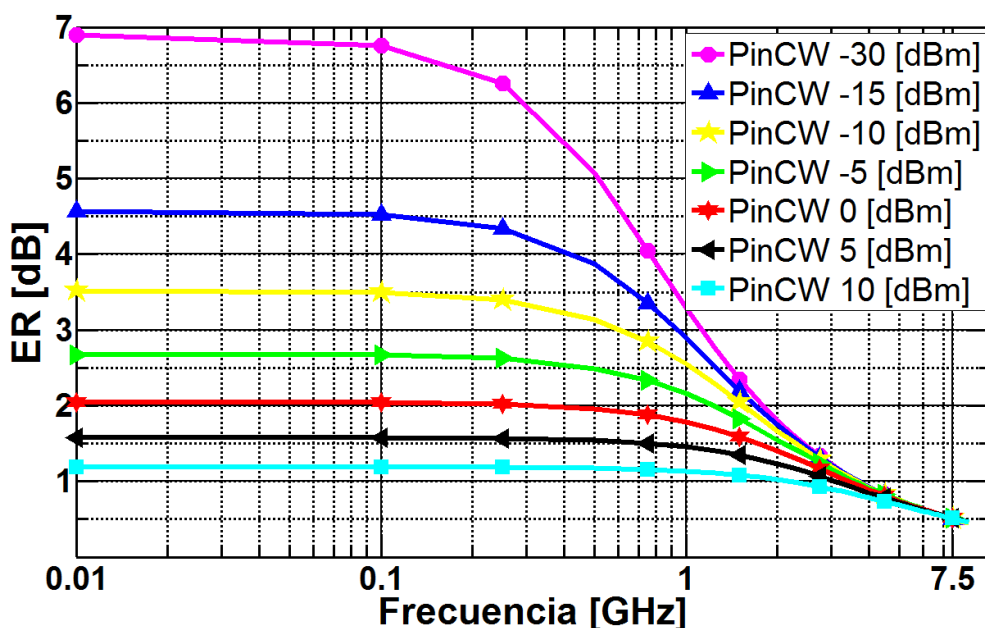


Fig. 3.16. Curvas de ER en función de la frecuencia para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA para diferentes potencias ópticas de entrada (P_{inCW}).

En la Fig. 3.17 notamos que la potencia pico a pico y la razón de extinción aumentan al incrementar el rango dinámico de la corriente de bombeo, sin embargo, al ampliar el rango dinámico de la corriente únicamente en el límite inferior (de 200 mA a 150 mA) la potencia promedio se ve disminuida. El efecto de ampliar el rango dinámico de la corriente de bombeo es un aumento en la potencia pico a pico de la señal a la salida del SOA y un desplazamiento de la misma acorde a la región de trabajo de la corriente de bombeo (los límites del rango dinámico elegido). La Fig. 3.17 también muestra cómo al incrementar la potencia óptica continua de entrada, la razón de extinción disminuye debido al incremento de la potencia promedio de salida, al aumentar la potencia óptica promedio nos alejamos cada vez más de un valor pequeño para la potencia correspondiente a un "0" como consecuencia la razón de extinción decrece, aunque ambas potencias para "0" y "1" aumenten a la par.

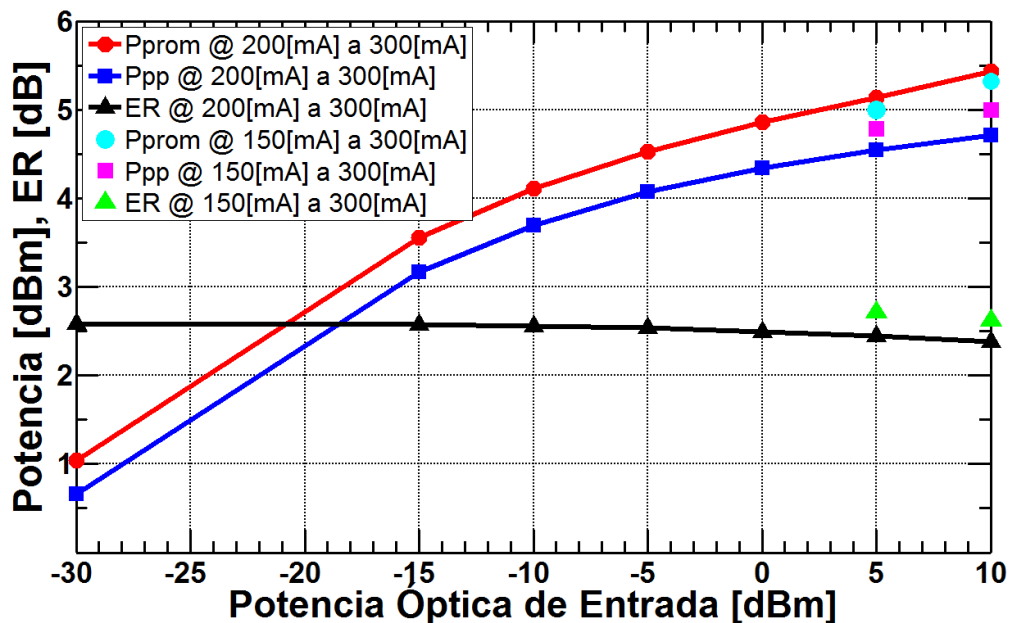












Fig. 3.17. Curvas de Potencia promedio, potencia pico y razón de extinción en función de la potencia óptica continua de inyección, para una frecuencia de 2.5 [GHz].

En la Tabla 2 se resumen los efectos de la corriente de bombeo y la potencia óptica de entrada. Como hemos comprobado en las curvas anteriores la razón de extinción, el ancho de banda y la ganancia se encuentran comprometidos entre sí. Así, si requerimos un ancho de banda grande la razón de extinción disminuye, aunque su variación como función de la potencia de entrada al SOA no es muy notable (ver Fig. 3.17). Asimismo, cuando se aumenta el ancho de banda la ganancia se ve disminuida y al aumentar la razón de extinción, la ganancia y el ancho de banda disminuyen. Una vez que conocemos ese comportamiento, gracias a las curvas características del SOA, es posible determinar los regímenes más factibles con la

finalidad de obtener las mayores tasas de bits sin perder el ER y sin comprometer la ganancia del SOA.

Tabla. 2. Efecto de la variación de la corriente de bombeo y la P_{inCW} en las curvas características del SOA.

	Ancho de banda	Razón de extinción	P_{out} (prom)	P_{out} (pico a pico)	Ganancia
Mayor Potencia óptica continua	 Fig. 52	 Prácticamente independiente Fig. 54	 Fig. 54	 Fig. 54	 Fig. 47
Mayor Rango de Corriente de bombeo	 Fig. 52	 Fig. 54	 Fig. 54	 Fig. 54	 Ligeramente Fig. 46

Capítulo 4

Pruebas de modulación

En este capítulo se presentan las curvas de comportamiento del *SOA* bajo las modulaciones *NRZ* y *OFDM*. Los resultados se analizarán con la finalidad de obtener los parámetros que permitan obtener la mayor tasa de bits sin comprometer la ganancia proporcionada por el *SOA*.

4.1 Comportamiento del *SOA* bajo un formato de modulación tradicional: *NRZ*

Con base en las curvas características del *SOA* se encontró que para obtener los mayores anchos de banda y alcanzar mayores tasas de bits se tiene que trabajar con una potencia óptica de entrada (P_{inCW}) de 5 dBm a 15 dBm. Partiendo de esa información se eligieron diferentes regímenes de P_{inCW} y corriente de bombeo que se enlistan en la Tabla 3.

Tabla. 3. Regímenes utilizados.

P_{inCW} [dBm]	$I(t)$ [mA]
-5	100-300
-5	200-300
5	100-300
5	150-300
5	200-300
10	100-300
10	150-300
10	200-300

4.1.1 Factor de calidad

Los resultados de factor de calidad obtenidos para cada régimen se presentan en la Fig. 4.1, donde se incluye un límite inferior de 7.78 dB que corresponden a un *Bit Error Rate (BER)* de 10^{-9} , valor máximo requerido para sistemas de comunicaciones ópticas [38].

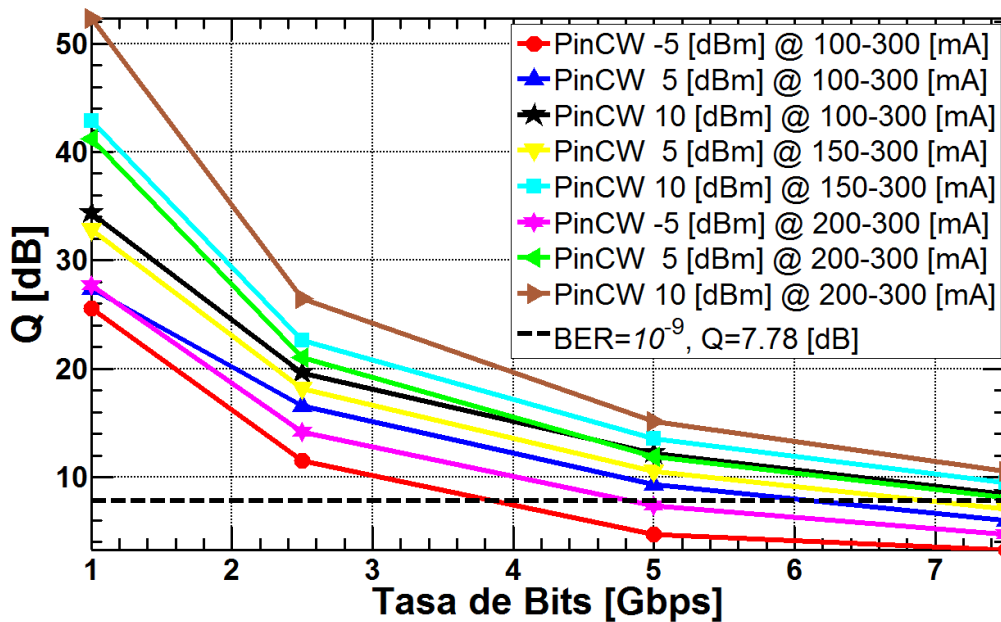


Fig. 4.1. Curvas de factor de calidad en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.

Las curvas pertenecientes a una potencia óptica de entrada de -5 dBm son las primeras en no cumplir con el *BER* mínimo para altas tasas, quedando necesariamente en una tasa de datos menor a 5 Gb/s. Tal como se predijo, aquellas curvas con potencia óptica de entrada mayor alcanzaron las mejores tasas de bits, las curvas para potencia óptica de entrada de 5 dBm se encuentran alrededor del *BER* mínimo a una tasa de 7.5 Gb/s, mientras que para una potencia óptica de entrada (P_{inCW}) de 10 dBm todas cumplieron con el mínimo *BER* a 7.5 Gb/s.

4.1.2 Razón de Extinción

La razón de extinción proporcionada por el SOA para la modulación NRZ se muestra en la Fig. 4.2. Las curvas de razón de extinción en función de la tasa de bits tienden a converger después de los 5 Gb/s según el régimen de corriente de bombeo, de

forma que a los 7.5 Gb/s se observan tres comportamientos; el primero alcanza los mayores valores de ER y pertenece a una corriente de bombeo de 100 mA a 300 mA, el intermedio pertenece a todas las curvas cuya corriente de bombeo va de los 150 mA a los 300 mA, y el tercero de 200 mA a 300 mA que posee la ER más baja. Esto es un comportamiento lógico, ya que el ER está fuertemente determinado por el rango dinámico de la señal de bombeo. Lo que es interesante notar es que los valores de ER convergen para un cierto valor de rango dinámico de bombeo independientemente de la potencia de entrada que se utilice. Comparando estos resultados con los del factor de calidad (Fig. 4.1) notamos que para cada conjunto de curvas de la misma potencia óptica de entrada (P_{inCW}), las que presentaron la mejor ER también son las que ofrecen menor factor de calidad.

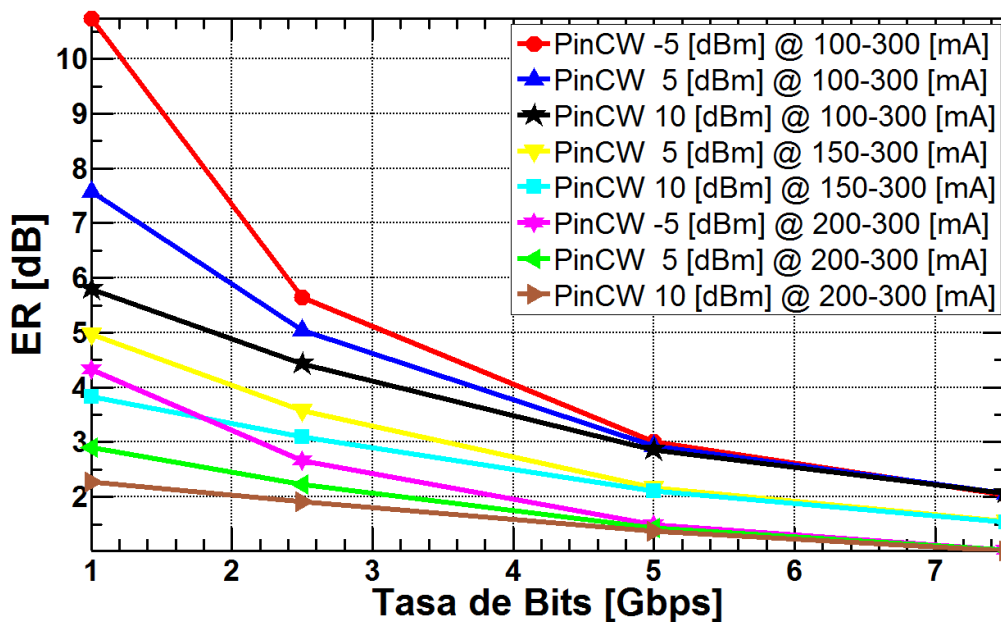


Fig. 4.2. Curvas de razón de extinción en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.

Lo que se espera al tener una mayor razón de extinción es que la potencia entre el bit "0" y el bit "1" sea lo más grande posible para evitar que puedan confundirse al momento de realizar la toma de decisión en el receptor, pero en nuestro dispositivo, al obtener una mayor razón de extinción el factor de calidad disminuye ligeramente porque también se incrementa la distorsión del diagrama de ojo, debido principalmente a la auto-modulación de ganancia que se da en el propio amplificador.

Para poder explicar más fácilmente éste resultado se obtuvieron los diagramas de ojo para una potencia óptica de entrada de 5 dBm de 100 mA a 300 mA (Fig. 4.3) y 200 mA a 300 mA (Fig. 4.4). Aunque el diagrama de ojo de 100 mA a 300 mA presenta una mayor razón de extinción también tiene una mayor distorsión (diagrama de ojo más cerrado), mientras que para el diagrama de ojo de 200 mA a 300 mA aunque la

razón de extinción es menor la distorsión que presenta es menor por lo que el diagrama de ojo se aprecia más abierto y se refleja en un mayor factor de calidad Q.

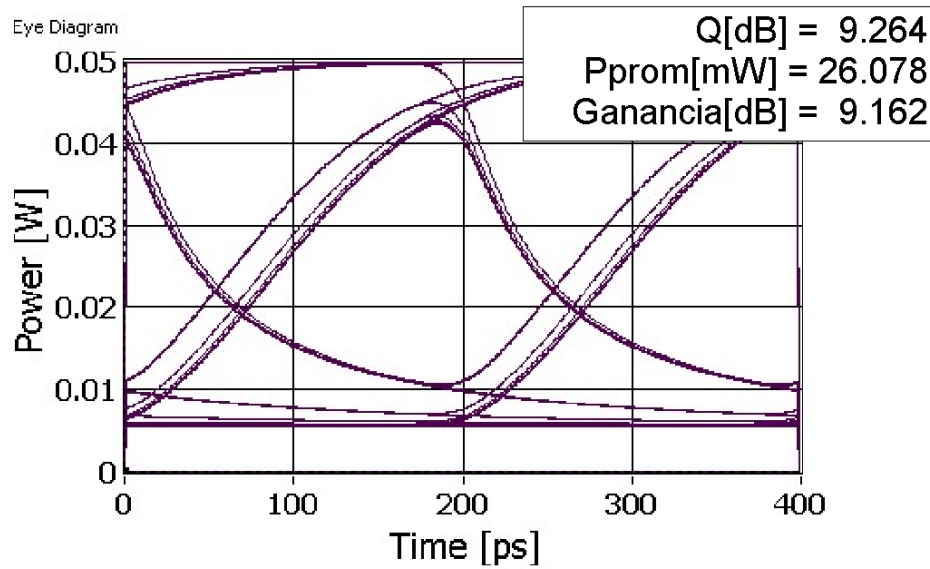


Fig. 4.3. Diagrama de ojo para una P_{inCW} de 5 dBm a una corriente de bombeo de 100 mA a 300 mA a 5 Gb/s.

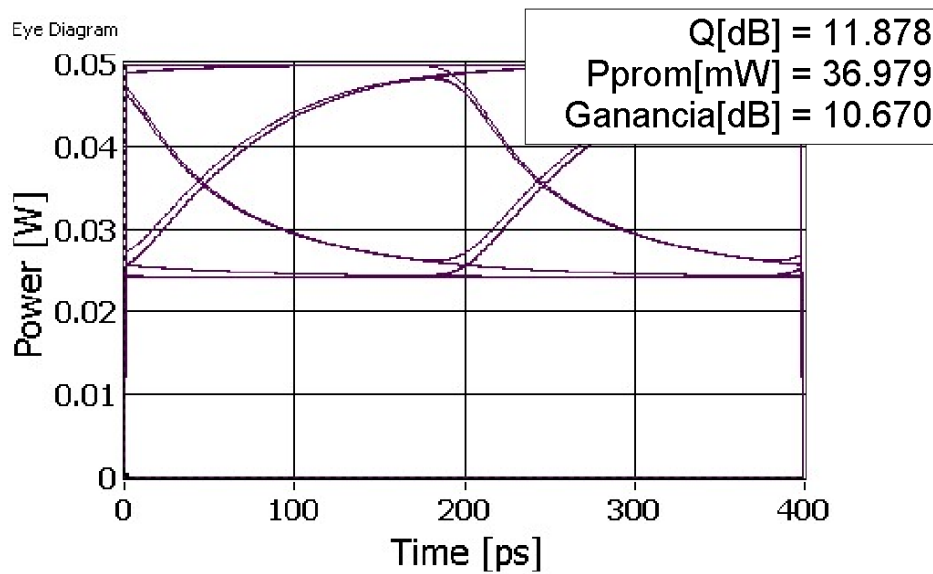


Fig. 4.4. Diagrama de ojo para una P_{inCW} de 5 dBm a una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 5 Gb/s.

4.1.3 Ganancia obtenida

Hasta este punto hemos visto cómo para la modulación *NRZ* el factor de calidad y la razón de extinción se encuentran comprometidas entre sí, al aumentar una disminuye ligeramente la otra. Para poder ayudarnos a elegir el mejor régimen de trabajo en esta modulación es necesario también conocer cómo se comporta la ganancia del *SOA* bajo la modulación *NRZ*, que junto con la capacidad de modulación, forman las dos principales ventajas del *SOA*.

En la Fig. 4.5 se presentan las curvas de ganancia en función de la tasa de bits que se obtuvieron para cada régimen de trabajo, vemos como las curvas se dividen en tres principales regiones, las curvas con potencia óptica de entrada (P_{inCW}) de -5 dBm son las que se encuentran con la mayor ganancia (superior a los 15 dB), las curvas de 5 dB están entre los 9 dB y 11 dB y finalmente las que pertenecen a 10 dBm obtienen ganancias menores a los 8 dB.

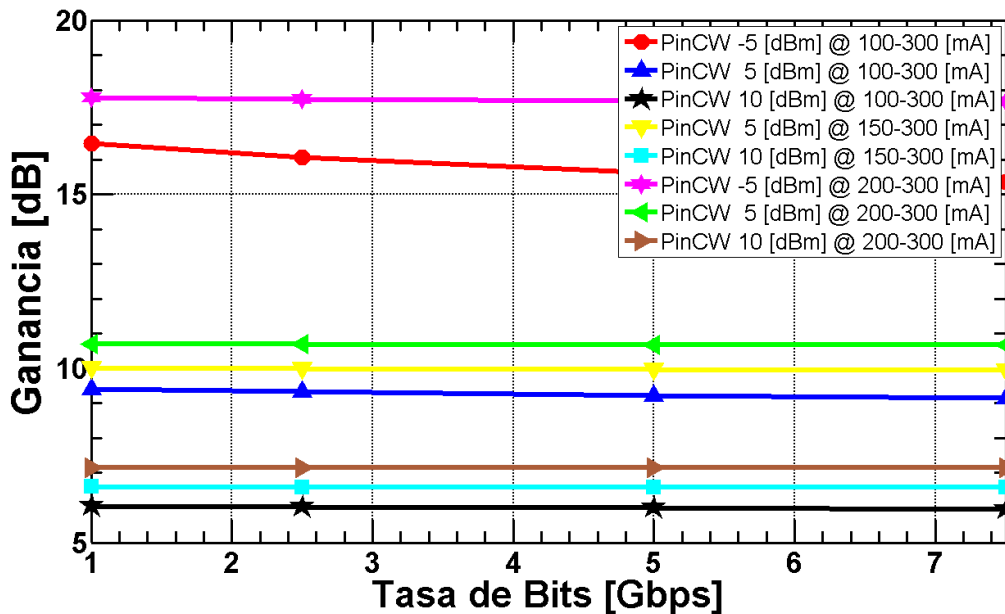










Fig. 4.5. Curvas de ganancia en función de la tasa de bits para diferentes regímenes.

Después de revisar las curvas anteriores se puede formar un panorama más completo del comportamiento del *SOA* cuando se trabaja una modulación tradicional como la *NRZ*. Notamos que tanto el factor de calidad, la razón de extinción y la ganancia se encuentran comprometidas entre sí. En la Tabla 4 se resume la relación de estas tres características del *SOA* y cómo varían al modificar la potencia óptica continua y la corriente de bombeo.

Tabla. 4. Efecto en los parámetros empleados en el sistema de simulación NRZ.

	Ancho de banda	Razón de extinción	Ganancia	Factor de Calidad
Mayor Potencia óptica de entrada	 Fig. 52	 Prácticamente independiente Fig. 54	 Fig. 47	 Fig. 55
Mayor Rango de Corriente de bombeo	 Fig. 52	 Fig. 54	 Ligeramente Fig. 46	 Fig. 55

4.1.4 Régimen de elección

En esta sección se elegirá el régimen que proporcione la mayor tasa de datos sin dejar de lado la ganancia. Basándonos en las curvas de comportamiento se realizará un breve análisis para fundamentar la elección de uno u otro régimen de trabajo.

Con base en las curvas de comportamiento y a la Tabla 4 se puede fácilmente descartar los regímenes de menor potencia óptica de entrada ya que son los que cuentan con el menor factor de calidad y por lo tanto menores tasas de bits, dejando como posible elección los regímenes de 5 dBm y 10 dBm. Las curvas características de 10 dBm son aquellas con el mayor ancho de banda de todas las curvas, sin embargo tienen la menor ganancia de todas, por debajo de los 8 dB, a pesar de ello son las que ofrecen la mayor potencia de salida gracias a una alta potencia óptica en la fuente (Fig. 4.8).

Al trabajar en cualquier sistema pasivo de comunicaciones ópticas (*GPON*) la fuente óptica se clasifica, según la Unión Internacional de Telecomunicaciones, en tipo A, B y C [39], siendo ésta última la de menor pérdidas con una potencia media de inyección de 5 dBm [40], por lo tanto un sistema con una fuente de 10 dBm se encuentra limitado en compatibilidad con las redes *GPON* y en general con los sistemas ópticos de telecomunicaciones. Otra razón por la cual se descarta la opción de los 10 dBm es que la amplificación que en este caso proporcionaría el modulador basado en *SOAs* se vuelve innecesaria.

Finalmente, nos restan las tres curvas con potencia óptica de entrada de 5 dBm, las cuales se encuentran dentro de los estándares internacionales de potencia y que por tanto representan un buen compromiso de todos los parámetros de desempeño analizados: las curvas tienen una ganancia intermedia (Fig. 4.5) superior a los 9 dB,

un factor de calidad que cumple con el *BER* mínimo (Fig. 4.1), pero con tres comportamientos distintos para la razón de extinción (Fig. 4.2). Para elegir alguna de ellas no hay que olvidar que una alta razón de extinción no implica necesariamente una mejora en la calidad de la señal. De las tres curvas la que tiene el rango menor de corriente de bombeo, de 200 mA a 300 mA, es la que posee la mayor ganancia y también es la que tiene el mejor factor de calidad, por lo que nos brinda un mejor equilibrio entre la ganancia y el factor de calidad, principales características que buscamos en el *SOA*. Así pues, la solución que consideramos más favorable para la implantación de un modulador óptico basado en el uso de un *SOA* para la modulación tradicional *NRZ* es aquella que contempla una potencia óptica de entrada de 5 dBm y cuyo rango dinámico en la corriente de bombeo varía de 200 mA a 300 mA. Con esta solución, nuestras simulaciones indican que es posible obtener una máxima tasa de transmisión de 7.5 Gb/s a una *BER* aproximada de 10^{-9} , con una ganancia de 10.68 dB y mostrando una reducción pequeña de *ER* de 1 dB con respecto al mejor caso analizado para una tasa de 7.5 GB/s.

4.1.5 Resultados para el régimen más favorable: NRZ

Una vez que se encontró el régimen más conveniente para la modulación *NRZ*, se realizaron las simulaciones para diferentes tasas de transmisión, obteniendo su diagrama de ojo, factor de calidad, ganancia y potencia promedio, con la finalidad de mostrar las mejoras que se lograron con respecto a investigaciones previas.

Para poder comparar nuestros resultados se eligió una de las más recientes investigaciones sobre el *SOA* como modulador, realizada por Kyriakos E. Zoiros y Pascal Morel, publicada en abril del 2016 [37] y cuyos parámetros se revisaron en el capítulo 3 de esta tesis.

A continuación, se muestran los diagramas de ojo para el régimen de Zoiros que llamaremos régimen inicial junto con los resultados de nuestra configuración a la que llamaremos régimen favorable.

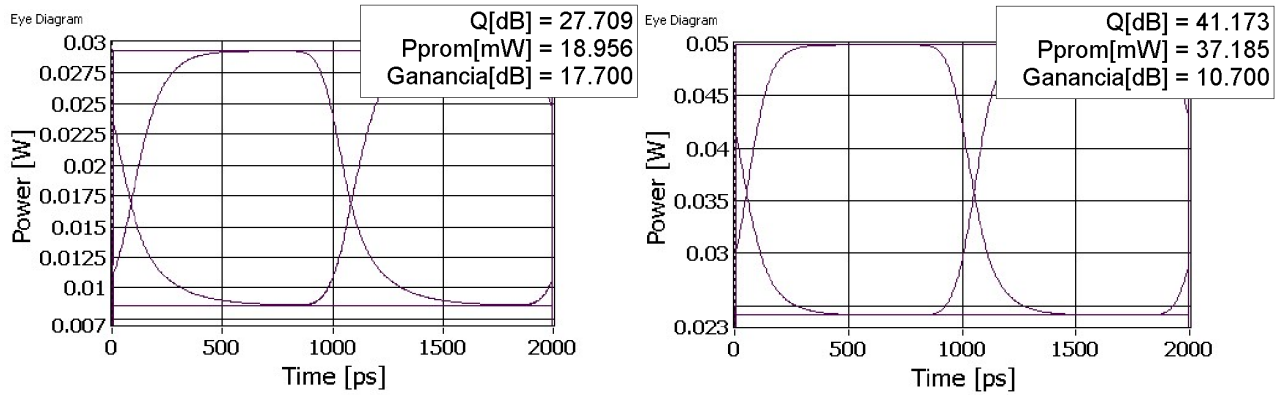


Fig. 4.6. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 1 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).

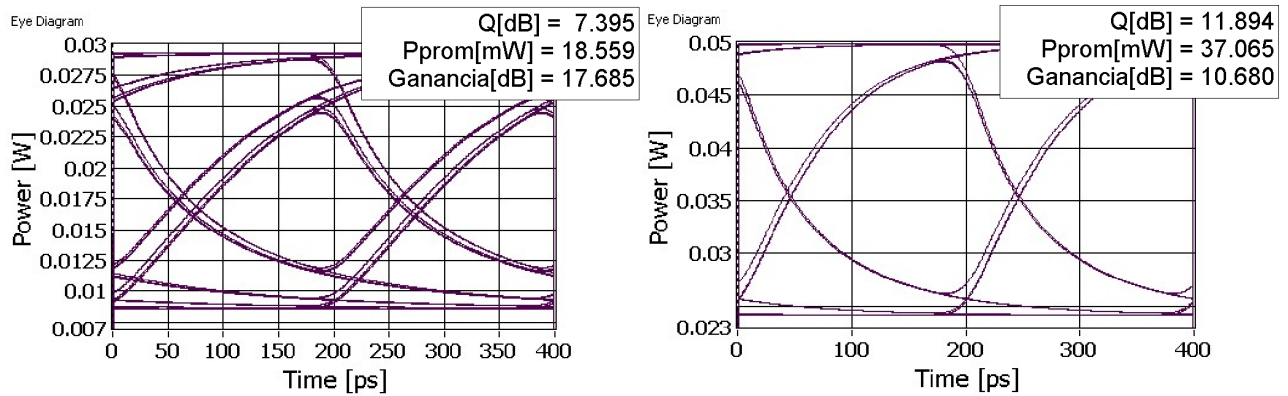


Fig. 4.7. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 5 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).

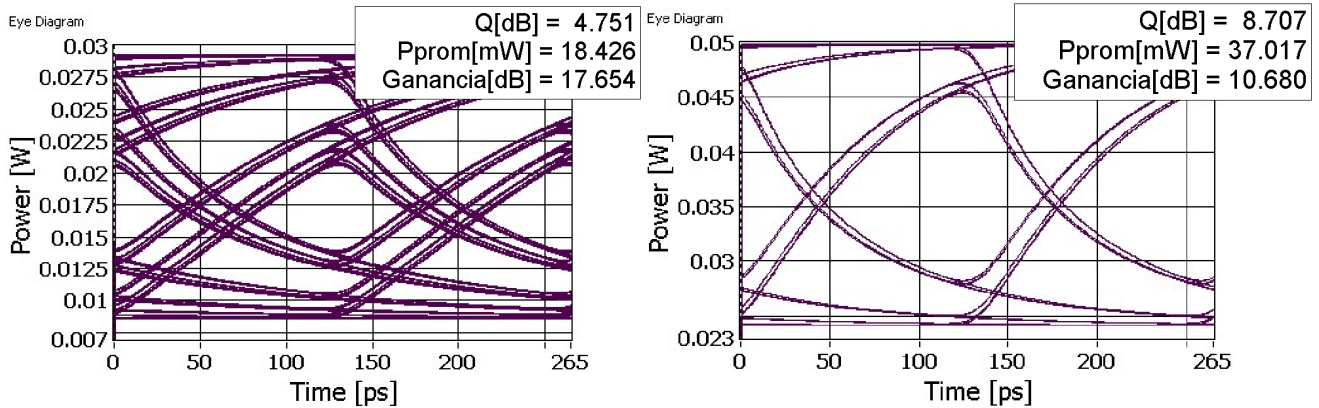


Fig. 4.8. Diagrama de ojo para una corriente de bombeo de 200 mA a 300 mA a 7.5 Gb/s para una P_{inCW} de -5 dBm (Izq.) y una P_{inCW} de 5 dBm (Der.).

En la Fig. 4.6 se presentan los resultados para una tasa de bits de 1 Gb/s. Se observa cómo para el régimen inicial se alcanzó un factor de calidad de 27 dB mientras que en el régimen favorable se mejoró hasta los 41 dB.

Al aumentar la tasa de bits a 5 Gb/s se observa en la Fig. 4.7 cómo el factor de calidad del caso favorable muestra una mejora de casi 5 dB con respecto al régimen inicial: el factor de calidad del régimen inicial fue de 7.39 dB lo cual es inferior al mínimo establecido de 7.78 dB para cumplir con un BER de 10^{-9} , mientras que con el régimen óptimo se alcanzó 11.89 dB que corresponden a un BER de 10^{-53} lo cual es considerablemente mejor.

Para 7.5 Gb/s, se observa en la Fig. 4.8 cómo el régimen inicial tiene un diagrama de ojo prácticamente cerrado con un factor de calidad de 4.74 dB, muy por debajo del mínimo establecido. A esa tasa de bits nuestra configuración presenta un diagrama de ojo aún aceptable con un factor de calidad de 8.7 dB, que representa un BER de 10^{-13} superior al mínimo establecido.

De esta forma vemos cómo nuestra propuesta mejora considerablemente la tasa de bits que puede ser alcanzado al utilizar el SOA bajo una modulación NRZ , comparando con los resultados de Zoiros et al., en su configuración sin $EDFAs$ tenemos una mejora de 2.5 Gb/s.

Para analizar el otro parámetro clave de esta investigación se revisará el régimen de Zoiros el cual presenta a primera vista una mayor ganancia. El régimen inicial sólo es factible para tasas de bits menores a los 5 Gb/s, es en ese punto donde se implementó la configuración de doble fibra birrefringente para poder aumentar el ancho de banda del SOA y así satisfacer el mínimo BER requerido para sistemas ópticos de comunicaciones. A continuación, se analizará más a detalle las ganancias y las pérdidas proporcionadas por la configuración de doble fibra birrefringente y las proporcionadas por nuestra propuesta.

Para la configuración de doble fibra birrefringente se tiene una potencia a la salida del SOA de 17.65 dBm (18.42 mW, Fig. 4.7 Izq.). Al agregar los dos módulos de fibra birrefringente se introducen pérdidas debidas a la fibra conservadora de polarización (PMF) junto con la fibra birrefringente (BFL) de 8.5 dB por módulo y a los dos filtros ópticos pasa-banda ($OBPF$) de 5 dB por filtro, dando un total de pérdidas de 27 dB. Sin contar los dos amplificadores $EDFA$ que se incluyen para contrarrestar los 8.5 dB de pérdidas introducidas por cada módulo, se tiene a la salida del sistema una potencia de -9.34 dBm, equivalente a una ganancia final del sistema completo de -4.34 dB. Si contamos los $EDFAs$ quedaría una potencia a la salida del sistema de 7.65 dBm dando una ganancia total de 12.65 dB.

Con la configuración propuesta en esta tesis, cuya potencia óptica continua de inyección es de 5 dBm obtenemos una potencia a la salida del SOA de 15.68 dBm

(37 mW, Fig. 4.7 Der.), ya que nuestra propuesta no utiliza ningún *EDFA* para compensar ninguna pérdida ni se implementa ningún filtro ni sección alguna de fibra para ecualizar. Tenemos entonces una ganancia final total de 10.68 dB. Si se incorporaran los dos *EDFAs* para poder comparar en igualdad de condiciones, se tendría 27.68 dB de ganancia total.

Los resultados se resumen en la Tabla 5. A primera vista nuestra configuración proporciona la menor ganancia, pero se conserva la ventaja de que no requiere de ningún módulo de fibra birrefringente, además de que no utiliza ningún tipo de amplificación adicional, lo cual podría cuestionarse fácilmente ya que la principal finalidad del *SOA* es cumplir tanto la función de modulador como la de amplificador. Basándonos en esa premisa, se compararon en la Tabla 6 ambas configuraciones, pero sin utilizar ningún amplificador.

Tabla. 5. Comparativa de potencia y ganancia.

Config.	P_{incw} [dBm]	Output SOA Pwr [dBm]	Loss by 2 BFL [dB]	Gain by 2 EDFAs [dB]	Output Final Pwr [dBm]	Total Gain [dB]	Throughput [Gb/s]
Double Stage BFL	-5	17.65	27	17	7.65	12.65	5
Double Stage BFL	-5	18.28	27	17	8.28	13.28	12.5
Our Config	5	15.68	NA	NA	15.68	10.68	7.5

En la Tabla 6 vemos como en ausencia de amplificadores adicionales nuestra propuesta ofrece la mayor ganancia de ambas configuraciones, con una mejora de más de 15 dB de ganancia y más de 2.5 Gb/s en la tasa de bits. Otra gran ventaja de nuestra propuesta con respecto a la configuración de doble fibra birrefringente es la mayor sencillez de implementación y por tanto costo. Sin necesidad de implementar ningún tipo de filtro, ni módulos de fibra ecualizadora, se enfocaron los recursos en encontrar los parámetros óptimos del *SOA* para la modulación *NRZ*, dando como resultado mayores tasas de bits y mayores ganancias.

Tabla. 6. Comparativa de potencia y ganancia sin EDFAs.

Config.	P_{incw} [dBm]	Output SOA Pwr [dBm]	Loss by 2 BFL [dB]	Output Final Pwr [dBm]	Total Gain [dB]	Throughput [Gb/s]
Double Stage BFL	-5	17.65	27	-9.35	-4.35	5
Our Config	5	15.68	NA	15.68	10.68	7.5

4.2 Formato de modulación OFDM

Debido al limitado ancho de banda del SOA, la tasa máxima a la que se puede realizar una modulación NRZ, usando la configuración propuesta en este trabajo, es de 10.3 Gb/s con un BER de 10^{-9} y una ganancia de 7.15 dB. Por lo que una opción para aumentar la tasa de transmisión es mejorar el aprovechamiento del ancho de banda de transmisión, lo cual se logra utilizando una modulación multiportadora. En vez de transmitir una única señal de gran ancho de banda, como lo es NRZ, múltiples señales de menor ancho de banda son multiplexadas y transmitidas en el mismo ancho de banda.

OFDM es una técnica de modulación multiportadora, donde el flujo de información es codificado y colocado dentro de varias subportadoras, ortogonales entre sí, que son transmitidas en un mismo medio [22]. Las principales ventajas de este tipo de modulación son una mejora en cuanto a eficiencia espectral respecto de modulaciones tradicionales, y su efectividad en la reducción de la interferencia intersímbolo (ISI). Efectivamente, el ISI residual es removido utilizando intervalos de guarda conocidos como *Cyclic Prefix (CP)* [41]. Gracias a que cada subportadora es una función Sinc [22] en el dominio de la frecuencia y es ortogonal con respecto a todas las demás, la eficiencia espectral se mejora al poderse traslapar dichas subportadoras sin que interfieran, tal como se ejemplifica en la Fig. 4.9.

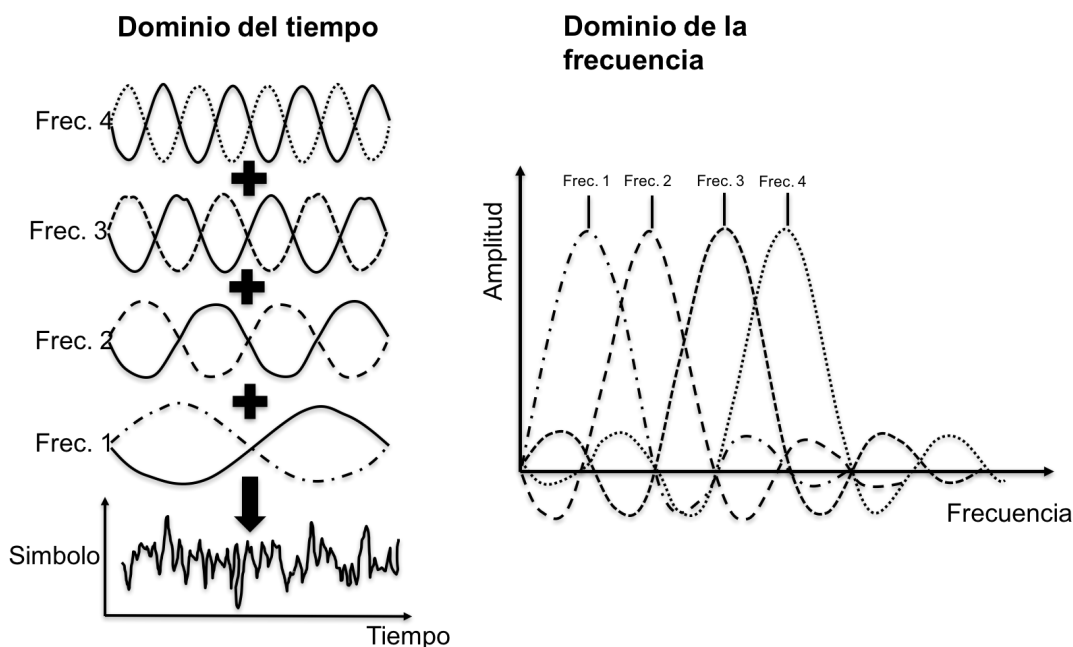


Fig. 4.9. Concepto de modulación multiportadora ortogonal.

En la Fig. 4.10 se presenta el diagrama de bloques de un sistema OFDM genérico. Se incorporan convertidores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC), filtro

paso bajas (*LPF*) y convertidores paralelo-serial (*P/S*) y serial-paralelo (*S/P*). El segmento de modulación (*M*-ary QAM) toma grupos de m bits ($M=2^m$) para generar símbolos *M*-QAM, estos símbolos son agrupados en segmentos de tamaño *N*-pt, tamaño de la transformada de Fourier, y son enviados en paralelo al módulo digital de la *IFFT*, donde son generados los coeficientes reales e imaginarios; inmediatamente después, son ordenados de manera serial y convertidos al formato analógico con un convertidor digital-analógico, para posteriormente ser multiplicados por el coseno de la frecuencia portadora para la parte real y por seno para la parte imaginaria, pasando finalmente por un sumador que genera la señal *OFDM* propiamente dicha. Opcionalmente se agrega un tiempo de guarda entre cada símbolo *OFDM* conocido como el *Cyclic Prefix* (*CP*) para suprimir el *ISI* remanente, cuya duración es calculada a partir del máximo retraso que puede producir el canal dispersivo, es decir, la fibra óptica [42].

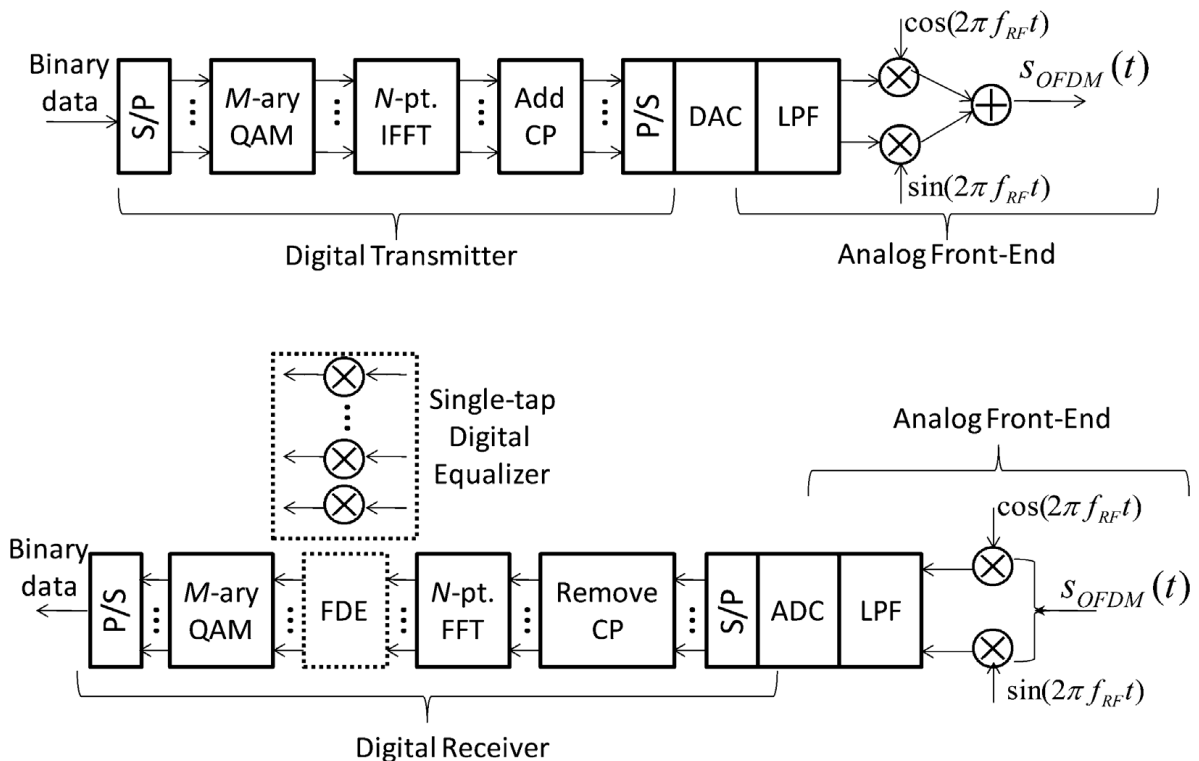


Fig. 4.10. Diagrama a bloques de un sistema OFDM genérico [42].

Para recuperar la información transmitida, en el receptor se implementan las operaciones inversas: las portadoras pasan por una conversión descendente mediante los mezcladores seno y coseno para después pasar a un filtro paso bajas (*LPF*), posteriormente se convierten en digitales en el *ADC* y convertidas de serial a paralelo en el *S/P*, se remueve el *Cyclic Prefix* y se envían los datos en paralelo a la *FFT* la cual entrega la información de cada símbolo *M*-ary QAM. Opcionalmente se pueden ecualizar los datos y a continuación pasan al módulo de demodulación *M*-

ary QAM el cual entrega los datos binarios en paralelo que finalmente pasan por un convertidor paralelo a serial P/S para entregarlos en el formato original.

4.2. *OFDM óptico*

Existen dos clasificaciones sobre los sistemas *OFDM*, los linealmente mapeados y los no-linealmente mapeados. En los no-linealmente mapeados la relación entre la señal en banda base (de radiofrecuencia) y la señal óptica no es lineal, como consecuencia la señal óptica creada por el transmisor está compuesta por muchas réplicas de la señal *OFDM* original. Al sufrir dispersión cromática, modal y de polarización en el medio de transmisión se vuelve imposible recuperar la señal *OFDM* original en el receptor, por lo cual las configuraciones linealmente mapeadas son las utilizadas en comunicaciones ópticas de largo alcance.

4.3 *Detección Directa Vs Detección Coherente*

De acuerdo a la forma en que se detectan las señales *OFDM* ópticas, existen dos clasificaciones: detección directa (*DD-OOFDM*, *Direct Detection Optical OFDM*) y detección coherente (*CO-OFDM*, *Coherent Optical OFDM*).

CO-OFDM es una modulación más sensible al ruido de fase, pero disminuye las exigencias de potencia en la portadora por lo que el *OSNR* requerido disminuye. Además, mejora la eficiencia espectral de la señal transmitida. El inconveniente de este tipo de detección es que requiere una mayor complejidad y un mayor número de elementos, elevando el costo de implementación [42]. Uno de los retos que aún tiene esta configuración es lograr superar el costo-beneficio del sistema *DD-OFDM*. Las ventajas que ofrece *DD-OOFDM*, comparadas con *CO-OFDM* son la relativa estabilidad del canal. Para profundizar más en la comparación se han realizado estudios que pueden ser revisados en [43]. En este trabajo nos focalizaremos en *DD-OFDM*.

4.4 *DD-OOFDM*

DD-OOFDM es la modulación óptica *OFDM* con detección directa. En la Fig. 4.11 se presenta el esquema general de un sistema *DD-OOFDM*. La señal *OFDM* es creada en el dominio electrónico tal como ya se explicó con anterioridad. Para

lograr la modulación óptica se requiere un láser de onda continua (CW) y un modulador óptico (OM). El OM realizará la modulación de la señal óptica utilizando la moduladora eléctrica OFDM, resultando en una señal OFDM en el dominio óptico. En nuestra configuración la función del modulador (OM) es realizada por el SOA.

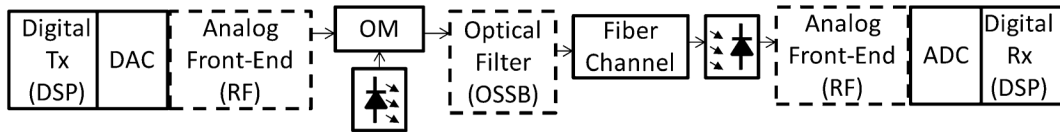


Fig. 4.11. Diagrama de bloques para modulación óptica OFDM con detección directa [42].

Existen tres tipos de configuraciones para implementar el transmisor *DD-OFDM*, las cuales varían en complejidad. En los tres casos el receptor se basa en un único fotodetector de ley cuadrada.

4.4.1 El transmisor Hermitiano

La Fig. 4.12 muestra la primera configuración. Una única entrada óptica en el modulador se utiliza para generar la señal óptica de doble banda lateral para después eliminar una de las bandas utilizando un filtro óptico. Dado que la salida de la *IFFT* es compleja, en sistemas donde una señal eléctrica real es requerida, la entrada de la *IFFT* (I) se modifica para que adquiera simetría Hermitiana [44] de forma que la componente imaginaria a la salida de la *IFFT* sea siempre cero.

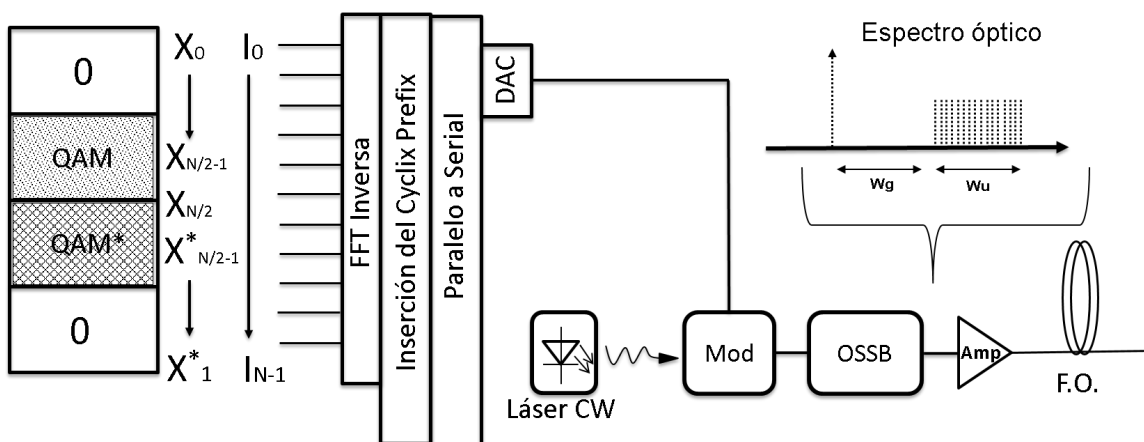


Fig. 4.12. Diagrama de bloques del transmisor *DD-OOOFDM* usando simetría Hermitiana.

El transmisor Hermitiano es relativamente simple de implementar, pero implica un módulo de preprocesamiento de los bits.

4.4.2 El transmisor Hilbert

En la Fig. 4.13 se presenta la configuración que genera la señal óptica de doble banda lateral mediante la transformada de Hilbert de la señal de entrada X , la cual es dirigida al modulador óptico de tipo I/Q . La transformada de Hilbert puede ser generada al sustituir por cero la mitad de los valores de la $IFFT$. La salida de la $IFFT$ es de una sola banda lateral, sus componentes reales e imaginarios se usan como entradas de I y Q del modulador óptico para la transmisión, generando así la señal *OSSB* (*Optical Single Side Band*) sin utilizar el filtro óptico (*OSSB*).

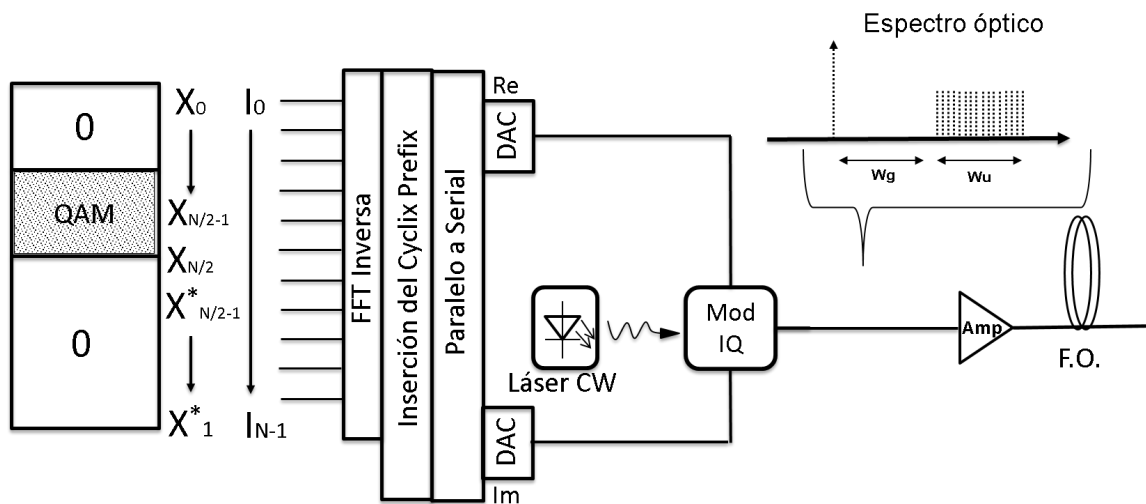


Fig. 4.13. Diagrama a bloques del transmisor *DD-OOFDM* usando la transformada de Hilbert en el dominio de la frecuencia.

4.4.3 El transmisor de conversión ascendente con filtro óptico

En la Fig. 4.14 se muestra el esquema de conversión ascendente con filtro óptico. En esta configuración se tienen dos *DAC* y un módulo de conversión a radiofrecuencia. Esto permite que la señal de banda base *OFDM* pueda mezclarse con una portadora de *RF* antes de ser dirigida al modulador óptico. El ancho de la banda de guarda (W_g) está determinado por la frecuencia de *RF* (un oscilador local). Dicha conversión ascendente permite flexibilidad de ubicación del espectro con respecto a la señal óptica portadora.

El filtro de banda lateral es importante para generar en el transmisor una señal *OSSB* (*Optical Single Side Band*). En primera instancia, para reducir el ancho de banda que

será enviado en el medio de transmisión, pero sobre todo para prevenir que ambos lóbulos (de fase opuesta) interfieran destructivamente al momento de pasar por el fotodetector; es decir, ambos lóbulos de fase opuesta al pasar por el medio de transmisión sufren dispersión y al ser traslapados en el fotodetector se genera interferencia destructiva, imposibilitando la recuperación del señal *OFDM* [42].

Después del fotodetector tenemos la mezcla deseable de las subportadoras *OFDM* y de la portadora en radiofrecuencia (*Fr_f*) junto con la mezcla de las subportadoras y ellas mismas produciendo las frecuencias indeseables, estas últimas frecuencias indeseables caen entre la frecuencia de la portadora en radiofrecuencia y el lóbulo lateral que contiene las subportadoras de información, por lo que *Fr_f* debe ser lo suficientemente grande para crear una banda de guarda que aloje la mezcla de frecuencias indeseables y que estas no se traslapen con las subportadoras. En otras palabras, evitar la degradación (no coherente) por intermodulación implica una reducción en la eficiencia espectral [42].

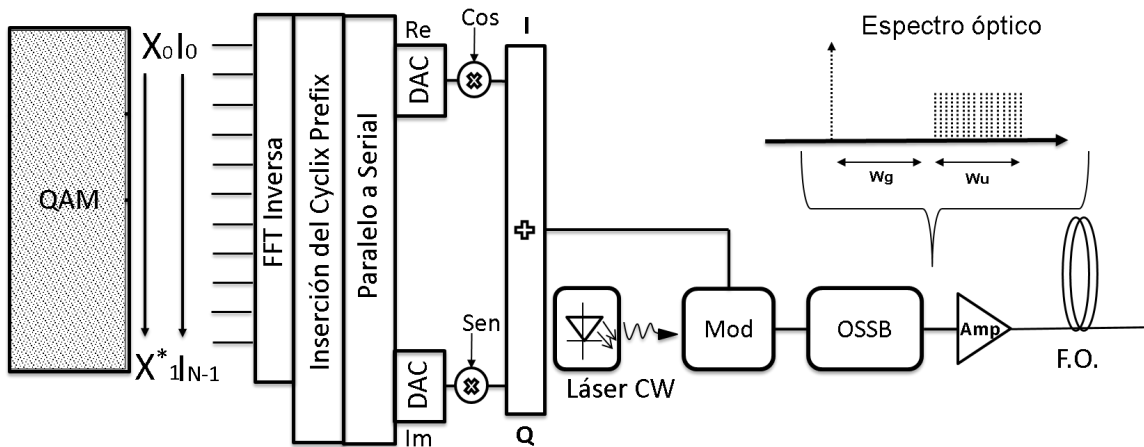


Fig. 4.14. Diagrama a bloques del transmisor *DD-OOFDM* usando la conversión ascendente y filtro óptico.

Se decidió implementar *DD-OOFDM* en su configuración de transmisor de conversión ascendente y filtro óptico debido a las siguientes características: la sencillez del diseño, su comprobada funcionalidad en el área óptica [45][46][47], su estabilidad, no requiere ningún módulo adicional para adaptar el vector X a la *IFFT*, es la única donde se puede manipular el ancho de la banda de guarda (W_g) mediante la señal de radiofrecuencia (*Fr_f*), y permite realizar adecuaciones útiles en el filtro *OSSB*, a diferencia de las demás configuraciones donde no tenemos esa libertad.

En la Fig. 4.15 se muestra el espectro que se obtiene después del filtro óptico, el cual corresponde a la señal *OOFDM* de banda lateral única para una modulación en banda base de 16QAM a 16 Gb/s. El ancho de banda del símbolo *OFDM* para este caso es de 4 GHz, que es el resultado de dividir la tasa de transmisión en banda base

(16 Gb/s) entre el número de símbolos ($m=4$). También se aprecia que la frecuencia del oscilador corresponde a 6 GHz. La frecuencia del oscilador (F_{rf}) se calcula como 1.5 veces el ancho de banda del símbolo *OFDM* [48], de esta forma se garantiza una banda de guarda (W_g) equivalente al ancho de banda del símbolo *OFDM*, ancho suficiente para alojar las intermodulaciones indeseadas.

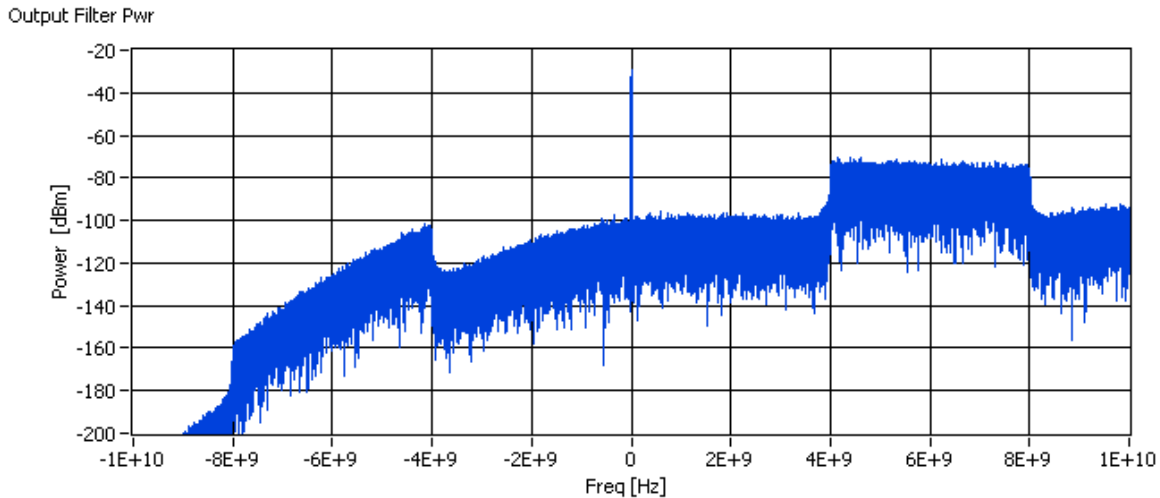


Fig. 4.15. Espectro de la señal óptica *OFDM* de banda lateral única para 16QAM a 16Gb/s, Bias 275 mA, Swing 100 mA, P_{inCW} -5 dBm.

4.5 Comportamiento del SOA bajo formato de modulación avanzado: OFDM

Para realizar la simulación del *SOA* bajo la modulación *OFDM* se implementó la configuración *Back-to-Back* mostrada en la Fig. 4.16, donde la señal *OFDM* es producida eléctricamente en el Módulo Tx, este módulo fue implementado previamente en Matlab y validado por el grupo de investigación del área de telecomunicaciones del Instituto de Ingeniería [49][50][51][52], y se conecta al simulador del *SOA* en LabVIEW, donde se adapta la señal *OFDM* a las condiciones de bombeo necesarias por el *SOA* y posteriormente es inyectada al *SOA*. Los valores de los parámetros del *SOA* se muestran en la Tabla 1. La señal óptica continua (Láser CW) alimenta el *SOA*; a la salida del *SOA* se obtiene la señal *OFDM* de doble banda lateral en el dominio óptico. El filtro óptico (*OSSB*) se encarga de eliminar el lóbulo lateral izquierdo del espectro óptico. Del lado del receptor la señal óptica va directamente al fotodetector, cuya responsividad es de 0.8 A/W y el cual convierte la señal del dominio óptico al eléctrico, idealmente reconstruyendo la señal *OFDM* original. La señal eléctrica *OFDM* reconstruida pasa al Módulo Rx (Mat Lab), donde es demodulada y demultiplexada por la *FFT*. Dentro del Módulo Rx se realiza el

procesamiento de la señal para obtener el diagrama de constelación y el $EVM[\%]$ que posteriormente se procesará en LabVIEW para obtener el BER (Ver Apéndice 1).

Para el caso de 16-QAM la señal está formada por una secuencia binaria pseudoaleatoria ($PRBS$) de tamaño 2^{17} , mapeada en 2^{15} símbolos 16-QAM. En todos los casos cada símbolo $OFDM$ está compuesto por 127 subportadoras más un símbolo en la mitad de la secuencia de datos con valor de cero (suportadora DC); es decir, cada símbolo $OFDM$ contiene 128 símbolos M-QAM. En la conversión analógica a digital se tiene un sobremuestreo con factor de 8 por lo que se tienen 2048 muestras por cada símbolo $OFDM$, dando un total de 262144 muestras procesadas en cada simulación.

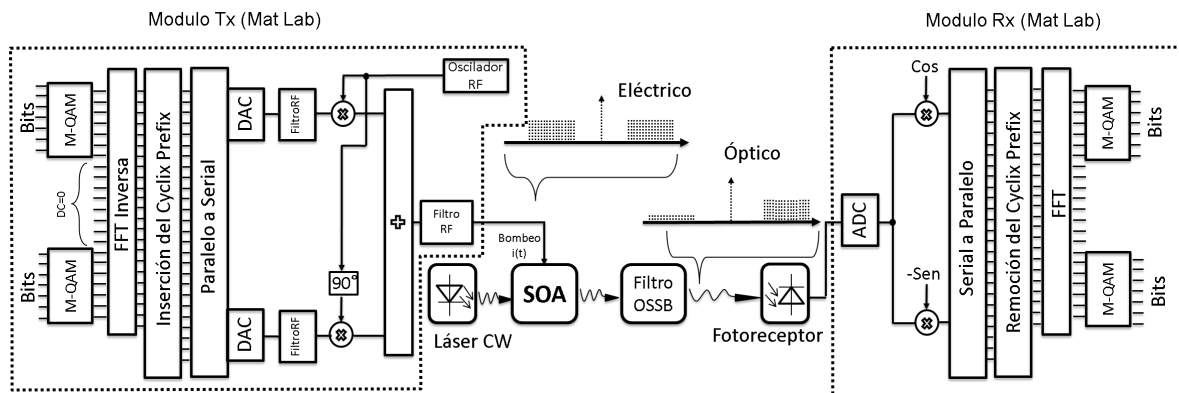


Fig. 4.16. Configuración *Back-to-Back* para la simulación DD-OOFDM.

El BER para señales de multiportadora como $OFDM$ se mide a partir del diagrama de constelación obtenido en el receptor. Mediante la medición de la distancia de los símbolos recibidos respecto a su posición ideal se obtiene el EVM (*Error Vector Magnitude*) el cual representa qué tan alejados están todos los símbolos recibidos de su posición ideal, su similar para modulaciones tradicionales es el factor de calidad. El EVM nos permite, mediante la ecuación presentada en el Anexo 1, obtener el BER , posibilitando realizar comparaciones con todos los sistemas de comunicaciones, como por ejemplo los basados en modulación NRZ .

Para efectuar las pruebas de modulación se utilizaron diferentes regímenes en el $Bias$ del SOA (amplitud de la señal eléctrica $OFDM$) los cuales se muestran en la Tabla 7.

Tabla. 7. Regímenes utilizados.

M-QAM	Gb/s	GBaud/s	Bias[mA]	Swing[mA]
16	4	1	250	100
"	"	"	195	100
"	"	"	150	100
"	"	"	250	75
"	"	"	275	50
"	"	"	250	50

"	"	"	240	50
"	"	"	235	50
"	"	"	195	50
"	"	"	150	50
16	8	2	275	100
"	"	"	250	100
"	"	"	195	100
"	"	"	150	100
"	"	"	250	75
"	"	"	275	50
"	"	"	250	50
"	"	"	240	50
"	"	"	195	50
"	"	"	150	50
16	16	4	275	100
"	"	"	250	100
"	"	"	250	75
"	"	"	275	50
"	"	"	250	50
"	"	"	195	50
"	"	"	150	50
16	28	7	275	100
"	"	"	250	50
16	32	8	275	100
32	28	5.6	275	100
32	32	6.4	275	100

4.5.1 Resultados para 16QAM a 4 Gb/s (1 GBaud/s)

En la Fig. 4.17 se muestran las curvas de *EVM* en función de la potencia óptica de entrada al SOA (P_{inCW}), para una modulación 16QAM a 4 Gb/s (1 GBaud/s). Para una tasa de bits relativamente baja, el comportamiento del SOA se puede dividir en dos regímenes, los de *Swing* de 100 mA y los de 50 mA. En la misma figura las curvas de peor desempeño son las de 100 mA, mientras que con 50 mA se obtuvieron los mejores resultados.

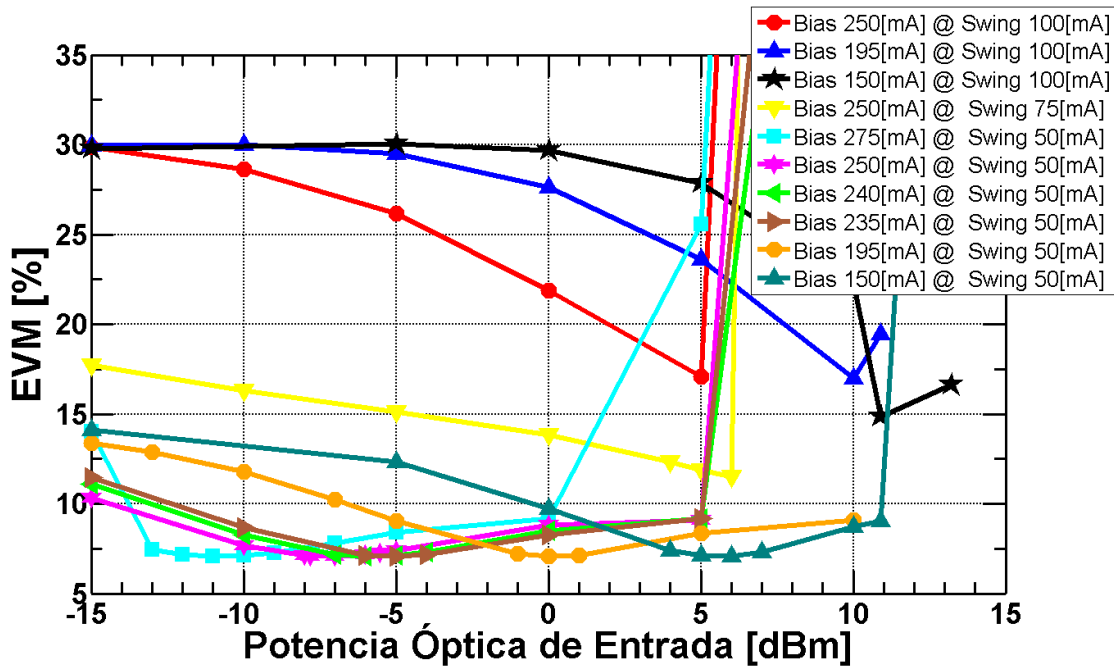


Fig. 4.17. Curvas del EVM en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.

El bajo desempeño de las curvas cuyo *Swing* es de 100 mA se debe principalmente a la reducción del ancho de banda que sufre el SOA al aumentar el *Swing* (Ver Fig. 3.15). Como ya se había analizado anteriormente el tiempo necesario para recorrer un rango de 100 mA es mayor que el tiempo que toma recorrer 50 mA, lo cual se refleja directamente en el ancho de banda. Como resultado de dicha disminución se producen deformaciones en la señal que limitan el valor mínimo posible del EVM. Al disminuir el *Swing* tenemos un mayor ancho de banda, disminuyendo así las deformaciones producidas en la señal y como consecuencia se mejoran considerablemente las curvas del EVM. Esto también explica por qué la curva con *Swing* de 75mA tiene un comportamiento intermedio entre las de 100mA y 50mA.

Mediante lo expuesto en el Apéndice 1 se obtuvieron las gráficas del *BER* mostradas en la Fig. 4.18. Se puede verificar lo observado en las curvas de EVM: aquellas con *Swing* de 100 mA no presentan un buen desempeño, lo que se refleja en valores mayores a 10^{-3} . Al pasar a un *Swing* de 50 mA vemos una mejora en el desempeño del *BER*, todas las curvas lograron un *BER* de 10^{-10} , mientras que los *BER* mínimos se presentan en determinadas potencias ópticas continuas de entrada (P_{inCW}), nos referiremos a ellas como puntos óptimos de operación, para distintos valores de *Bias*, claramente visibles en la Fig. 4.18.

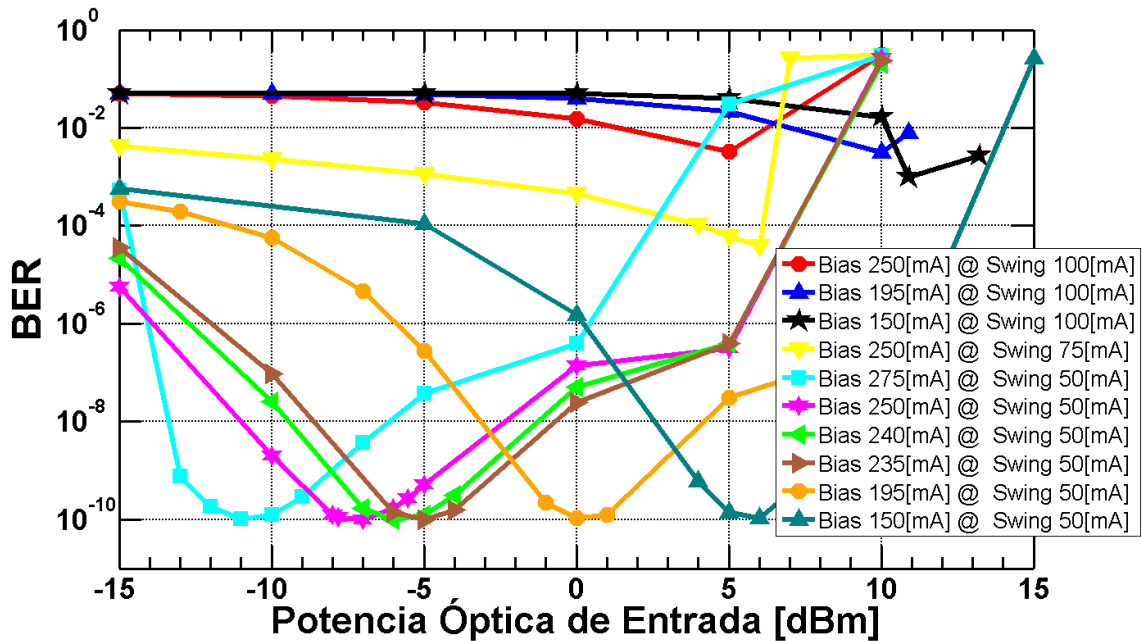


Fig. 4.18. Curvas del BER en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.

Resulta interesante encontrar puntos óptimos de operación, que son producto de la “sintonización” de la potencia óptica de entrada, el *Bias* y el *Swing*. Primero nos centraremos en la existencia de dicho punto óptimo de operación. Para explicar este fenómeno se tomará como referencia la curva de *Bias* 195mA con *Swing* de 50mA de la Fig. 4.18. En dicha curva se observa que la potencia óptima de operación corresponde a 0 dBm; al inyectar una menor potencia, por ejemplo -15 dBm, como consecuencia de un menor ancho de banda se obtiene un *BER* cercano a 10^{-4} , mientras que al aumentar la potencia también se incrementa el ancho de banda (Fig. 3.15), hasta llegar a la potencia óptima cuyo *BER* es de 10^{-10} . El mecanismo físico que describe este primer fenómeno corresponde al tiempo de vida efectivo de los portadores, un corto tiempo de vida efectivo de los portadores (τ_e) permite un mayor ancho de banda, el cual se relaciona con la potencia óptica de entrada (P_{incw}) de la siguiente manera [53], [54]:

$$\tau_e = \frac{1}{\frac{1}{\tau_c} + \frac{P_{incw}(t) e^{h(t)}}{\tau_c P_{sat}}} \quad (4.1)$$

Como indica la ecuación 4.1, al aumentar la potencia de entrada, el tiempo efectivo (τ_e) disminuye y el ancho de banda aumenta, pero la profundidad de modulación disminuye, tal como se comprueba en las Fig. 3.14, 3.15 y 3.17 para una modulación OOK. Al superar dicha potencia óptima la degradación de la señal OFDM debido a la baja profundidad de modulación se vuelve dominante; una profundidad de modulación pequeña requiere una mayor relación señal a ruido

óptica (*OSNR*) en el receptor, por lo que el *BER* se ve afectado, efecto reflejado en la forma de la curva. De este análisis se puede concluir que la existencia del punto óptimo de operación está ligado al ancho de banda y la profundidad de modulación [53], [54].

El segundo fenómeno para analizar es el efecto del *Bias* en la potencia óptima de operación. Para explicarlo tomaremos la misma curva de 195mA con *Swing* de 50 mA de la Fig. 4.18. Si nos ubicamos en la curva de potencia-corriente del punto óptimo de operación, 0 dBm (P_{inCW}) en la Fig. 4.19 (curva en rojo), y ubicamos el *Swing* de 50 mA que va de los 170 mA a 220 mA se puede observar que para esa región de la curva corresponde un rango de potencia óptica de salida, de los 10 mW a los 20 mW aproximadamente, región que proporciona una profundidad de modulación determinada por: la potencia promedio, potencia máxima y mínima. Sin embargo, al disminuir la potencia óptica de entrada a, por ejemplo, -15 dBm (curva azul), se observa que para mantener las mismas condiciones en la potencia óptica de salida es necesario aumentar el *Bias* tal como se muestra en la Fig. 4.19. En el caso contrario, al aumentar la potencia óptica de entrada (P_{inCW}) a 10 dBm, para mantener las mismas condiciones que se tenían en la curva de $P_{inCW} = 0$ dBm, es necesario disminuir el *Bias* a un valor cercano a los 100 mA. De aquí el por qué al variar el *Bias* en la Fig. 4.18 la potencia óptima de operación también sufre variaciones.

Tal como se comprobó en la Fig. 4.17, al comparar curvas de diferente *Swing*, el desempeño del *EVM* se mejora reduciendo el *Swing*, pero es importante mencionar que al disminuirlo de manera considerable, la magnitud de la señal se vuelve comparable al ruido, disminuyendo el *OSNR* y por lo tanto reduciendo la capacidad de transmisión [53].

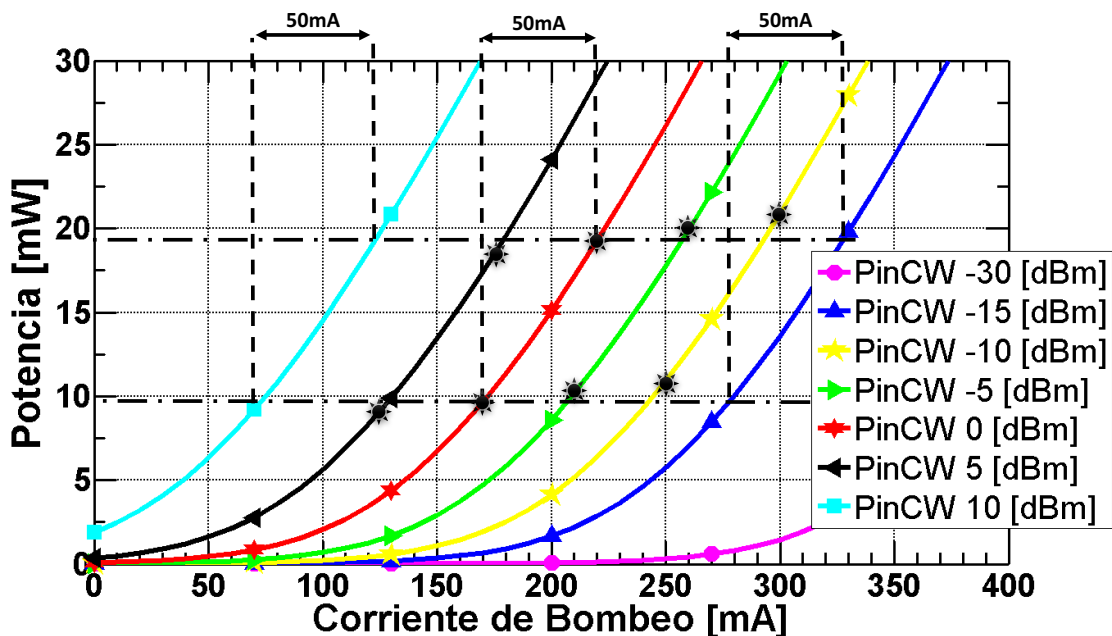


Fig. 4.19. Efecto del Bias en la potencia óptima de operación.

Encontrar el punto óptimo de desempeño con modulaciones de formato avanzado no es una tarea nada sencilla. J. M. Tang [53] ha reportado curvas de *BER* similares a las nuestras, pero centrándose en el efecto producido por la variación de la longitud de onda bajo modulación adaptativa *OOFDM* (*AMOOFDM*).

En la Fig. 4.20 se reportan las curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada, donde se observa que las curvas con mayor ganancia corresponden a los *Bias* más altos; con *Bias* de 275 mA se obtuvo la curva de mayor ganancia, casi 19 dB con una potencia óptica de entrada (P_{inCW}) de -15 dBm.

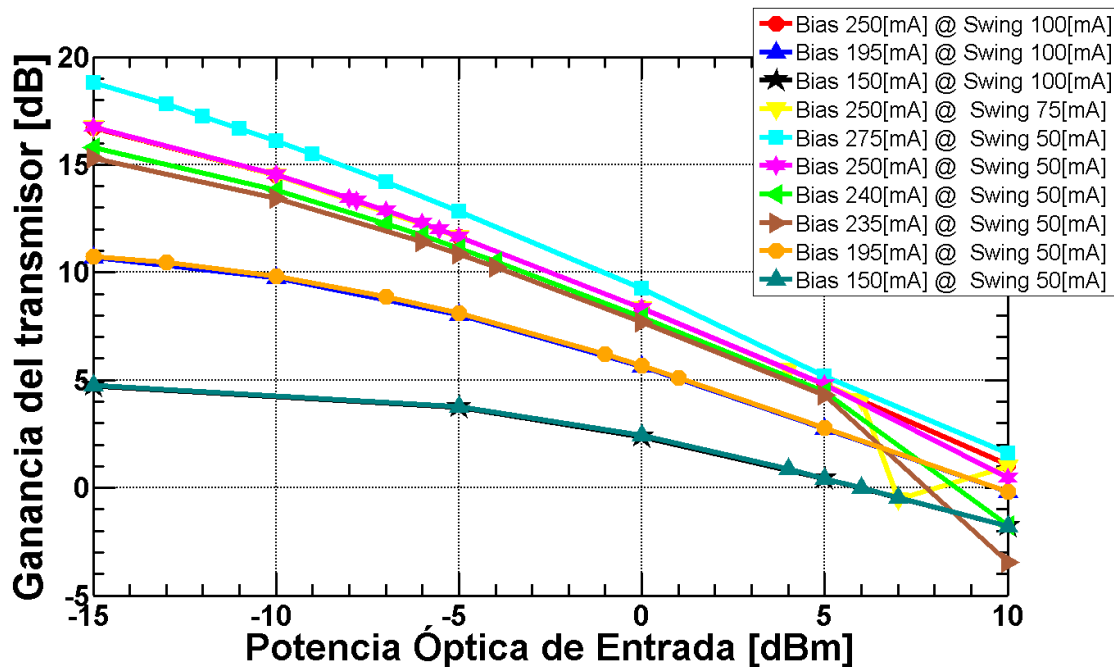


Fig. 4.20. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 4 Gb/s.

En la Fig. 4.21 se presentan los diagramas de constelación para los dos mejores regímenes. Para elegirlos se consideró satisfacer un *BER* de 10^{-9} con la mayor ganancia posible. El diagrama izquierdo corresponde a *BER* de 10^{-10} y una ganancia del transmisor de 9.8 dB. El diagrama del lado derecho logró un *BER* de 10^{-10} con una ganancia de 4.7 dB.

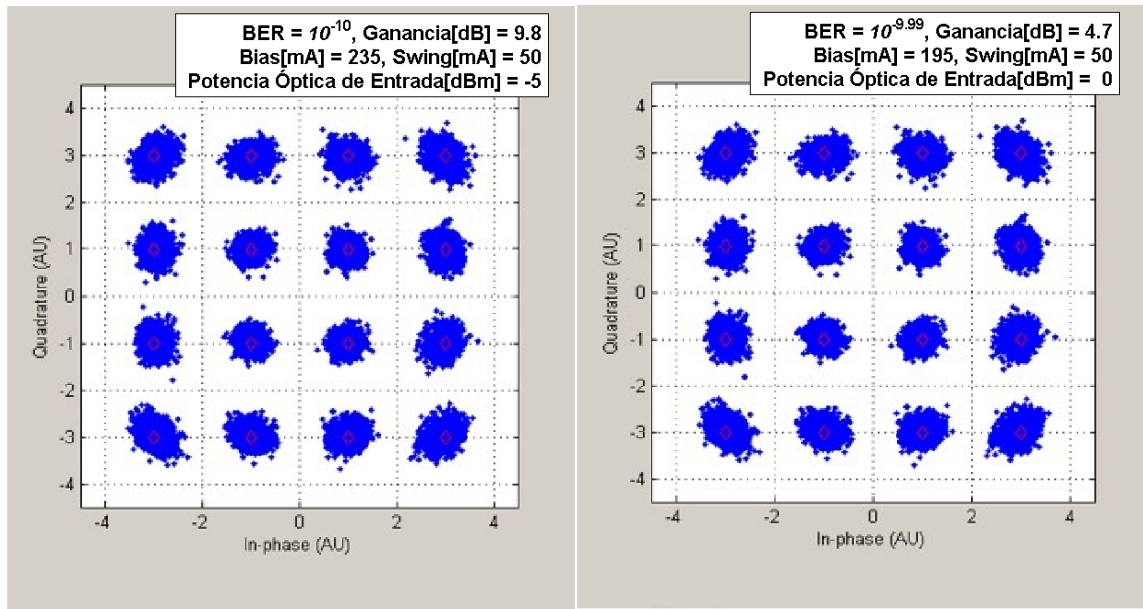


Fig. 4.21. Diagramas de constelación en el receptor OFDM @ 4 Gb/s.

Los mejores resultados fueron para señales en banda base cuyo *Swing* fue de 50 mA. Aunque tenemos buena ganancia de 9.8 dB y un *BER* de 10^{-10} . Como ya se mencionó anteriormente, no es recomendable trabajar con señales cuya amplitud sea tan reducida ya que estas señales son más sensibles al ruido.

4.5.2 Resultados para 16QAM a 8 Gb/s (2 GBaud/s)

A continuación, se muestran los resultados para una tasa de bits de 8 Gb/s. En la Fig. 4.22 se muestran las curvas de *EVM* para los regímenes de la Tabla 7. Lo primero que podemos notar es que las curvas con el *Swing* de 100 mA han mejorado su *EVM* en comparación con las curvas del mismo régimen pero a 4 Gb/s. Lo segundo que podemos notar es que el *EVM* alcanzó valores menores a 5, mientras que para 4 Gb/s el *EVM* nunca fue menor a 6 (ver Fig. 4.17).

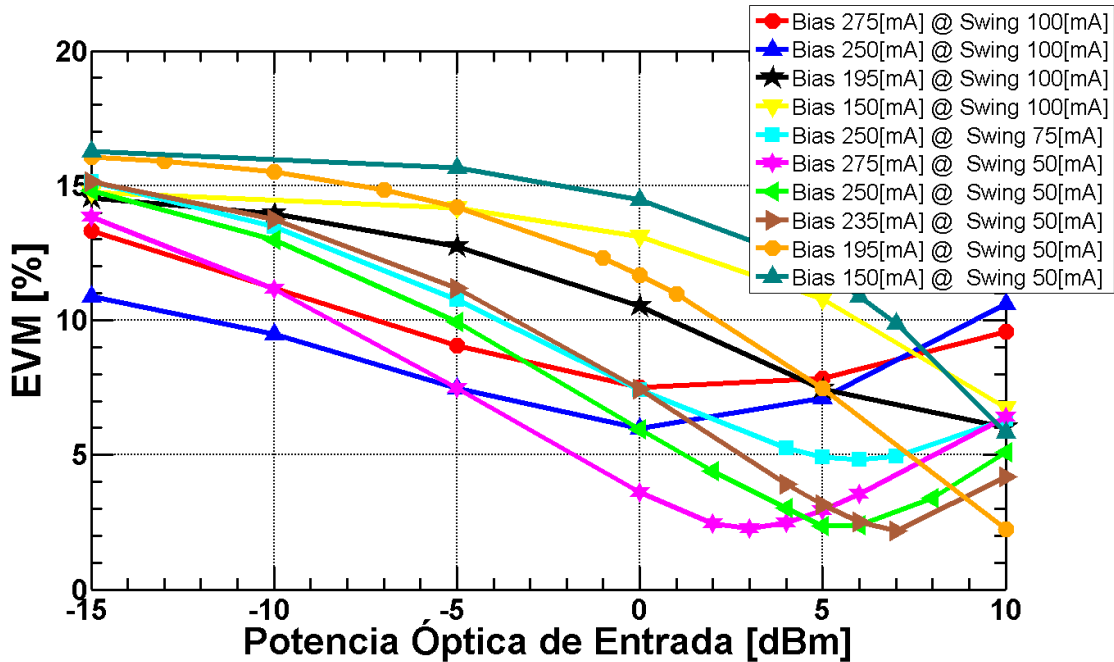


Fig. 4.22. Curvas del EVM en función de la potencia óptica de entrada @ 8 Gb/s.

De igual forma notamos que los puntos óptimos de operación se trasladaron a potencias mayores a los 0 dBm; al aumentar la tasa de transmisión el tiempo de muestreo se redujo exigiendo un mayor desempeño del ancho de banda en el SOA. Tal como se analizó anteriormente, la mejora en el desempeño se consigue aumentando la potencia óptica de entrada sin sacrificar la profundidad de modulación, dando como resultado curvas descendientes antes de la potencia óptima de operación y ascendentes al sobrepasarla.

En la Fig. 4.23 y 4.24 se puede apreciar de forma más clara la mejora en el BER para todos los regímenes, con un *Swing* de 100 mA se obtuvieron valores de BER, en el punto óptimo de operación, que van desde 10^{-9} hasta 10^{-20} y en el régimen de 50 mA desde 10^{-20} hasta 10^{-90} .

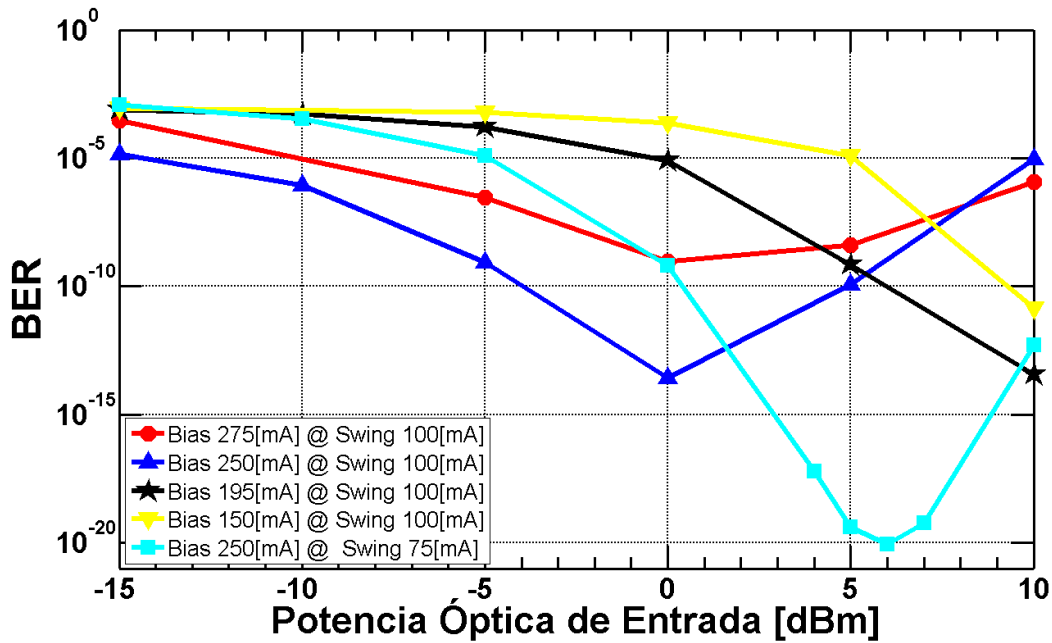


Fig. 4.23. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada con Swing 100 y 75 mA @ 8 Gb/s.

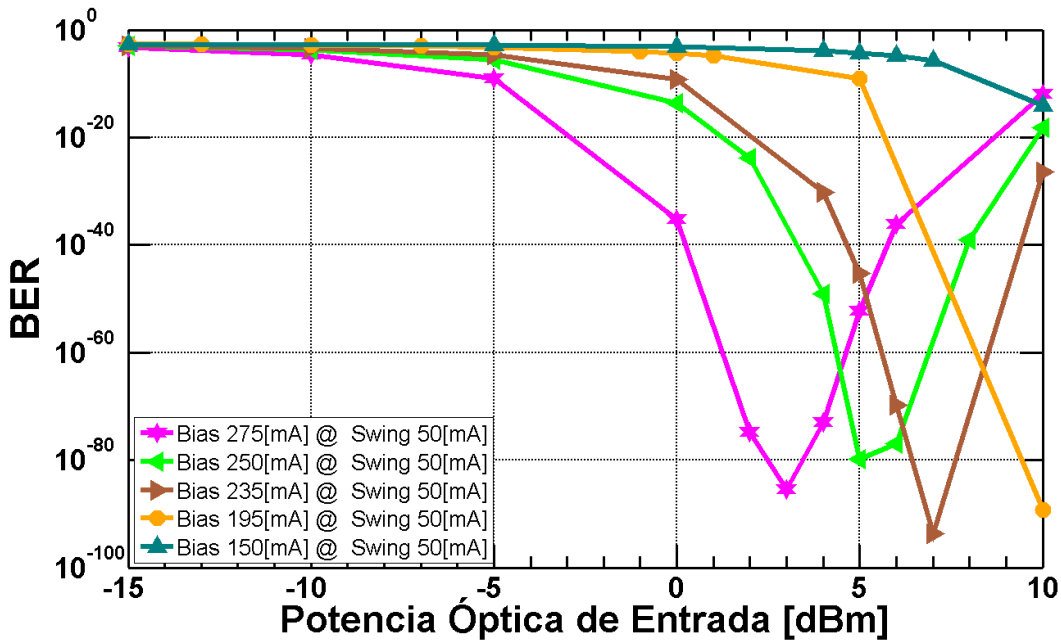


Fig. 4.24. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada con Swing 50 mA @ 8 Gb/s.

Las curvas de ganancia mostradas en la Fig. 4.25 están en magnitudes similares a las obtenidas para 4 Gb/s, pero las potencias óptimas se movieron hacia regiones de menor ganancia. Podemos concluir entonces que la mejora en el BER está condicionada a una menor ganancia. Al comparar las curvas de mismo Bias pero diferente Swing se aprecian curvas muy cercanas. Las de menor Swing tienen una

ligera ventaja en la ganancia, mientras que al trabajar con un *Bias* mayor la ganancia se maximiza. Con lo anterior tenemos claro que a mayor *Bias* se presentan mayores ganancias.

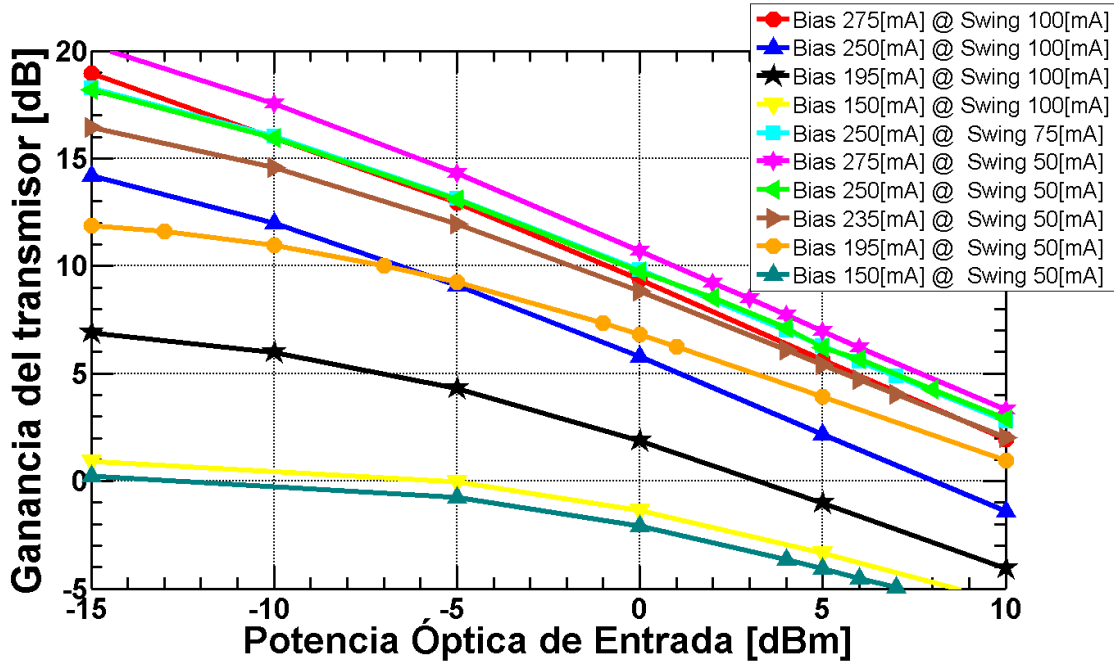


Fig. 4.25. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 8 Gb/s.

En la Tabla 8 se presenta un resumen de los puntos de operación que alcanzan o mejoran un BER de 10^{-9} ordenados por potencia óptica de entrada.

Tabla. 8. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 2 GBaud/s.

M-QAM	(Bias,Swing) [mA]	P_{incw} [dBm]	Gtx[dB]	Pout [dBm]	EVM[%]	BER	Bit Rate[Gb/s]
16QAM	250,100	-5	9.11	4.11	7.51	1.00E-09	8
16QAM	275,50	-5	14.30	9.30	7.51	1.00E-09	8
16QAM	275,50	0	10.71	10.71	3.60	6.04E-36	8
16QAM	250,50	0	9.75	9.75	5.95	2.14E-14	8
16QAM	250,100	0	5.77	5.77	5.97	2.63E-14	8
16QAM	240,50	0	9.71	9.71	7.40	5.68E-10	8
16QAM	275,100	0	9.37	9.37	7.51	1.00E-09	8
16QAM	250,50	5	6.21	11.21	2.36	1.25E-80	8
16QAM	275,50	5	6.25	11.25	2.93	4.59E-53	8
16QAM	240,50	5	6.25	11.25	3.29	1.53E-42	8
16QAM	250,75	5	6.28	11.28	4.93	4.12E-20	8
16QAM	250,100	5	2.19	7.19	7.11	1.17E-10	8
16QAM	195,50	10	0.94	10.94	2.23	4.83E-90	8
16QAM	240,50	10	2.83	12.83	4.38	6.74E-25	8

16QAM	250,50	10	2.90	12.90	5.11	7.50E-19	8
16QAM	150,50	10	-6.31	3.69	5.84	7.02E-15	8
16QAM	195,100	10	-4.08	5.92	6.00	3.54E-14	8
16QAM	250,75	10	2.80	12.80	6.31	4.98E-13	8
16QAM	275,50	10	3.31	13.31	6.42	1.19E-12	8
16QAM	150,100	10	-5.58	4.42	6.76	1.36E-11	8

En la Fig. 4.26 se presentan los diagramas de constelación para los dos mejores puntos de operación, considerando un BER menor a 10^{-9} , un $Swing$ de 100 mA para evitar conflictos con el ruido, y mayores ganancias del transmisor. El diagrama izquierdo corresponde a un BER de 10^{-13} y una ganancia de 5.7 dB, el diagrama del lado derecho logró un BER 10^{-9} con una ganancia del transmisor de 9.3 dB.

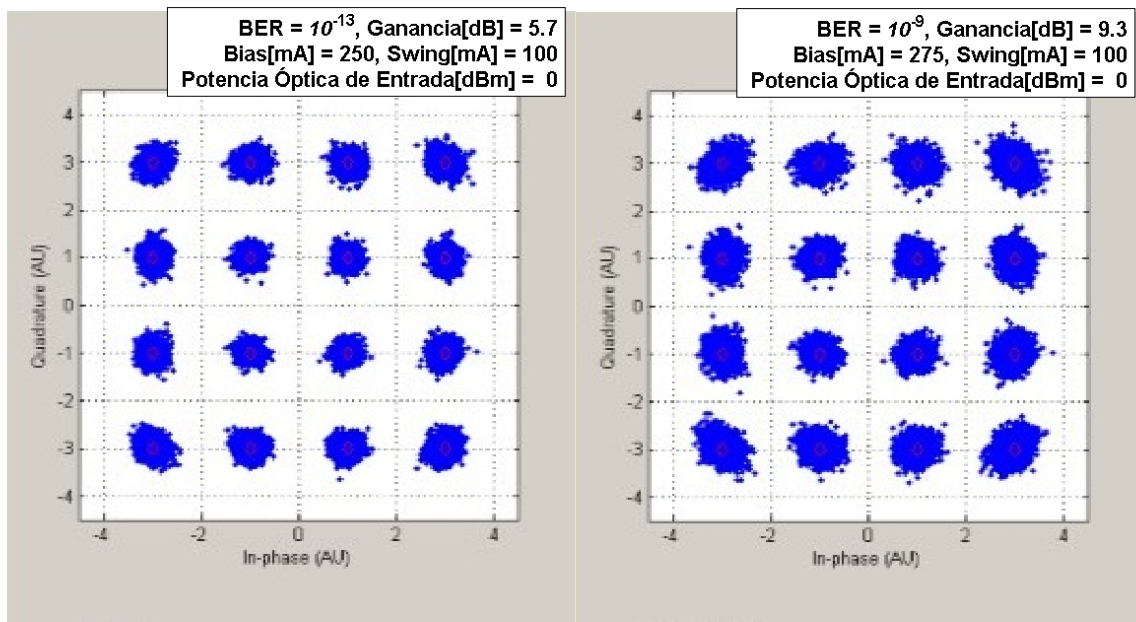


Fig. 4.26. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 8 Gb/s.

A partir de los 8 Gb/s el SOA presenta un mejor desempeño para señales eléctricas con $Swing$ de 100 mA, esto nos beneficia ya que los regímenes de 100 mA de rango dinámico son menos propensos al ruido. Los resultados para estas tasas de bits son excelentes ya que se puede obtener BER inferiores a 10^{-12} , valor requerido para sistemas *Ethernet* ópticos, y ganancias muy favorables que ningún otro modulador tradicional puede ofrecer por sí solo.

4.5.3 Resultados para 16QAM a 16 Gb/s (4 GBaud/s)

Para 16 Gbp/s se encontraron curvas con los mismos comportamientos vistos hasta ahora; puntos óptimos de operación trasladados hacia potencias superiores a 5 dBm, curvas de ganancia con valores máximos disminuidos y valores de BER menores, con lo cual se aumenta la cantidad de puntos de operación donde el BER es igual o mejor a 10^{-9} , en la Tabla 9 se presentan los puntos de operación ordenados por potencia óptica de entrada continua.

Tabla. 9. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 4 GBaud/s.

M-QAM	(Bias,Swing) [mA]	P _{incw} [dBm]	G _{tx} [dB]	P _{out} [dBm]	EVM[%]	BER	Bit Rate[Gb/s]
16QAM	250,100	-15	8.39	-6.61	7.49	8.67E-10	16
16QAM	250,50	-15	7.21	-7.79	7.49	8.75E-10	16
16QAM	275,100	-15	10.75	-4.25	7.50	9.21E-10	16
16QAM	275,50	-15	9.16	-5.84	7.50	9.26E-10	16
16QAM	275,100	-10	8.04	-1.96	6.88	2.92E-11	16
16QAM	275,50	-10	6.44	-3.56	6.89	3.12E-11	16
16QAM	240,50	-10	4.16	-5.84	7.05	8.46E-11	16
16QAM	250,100	-10	6.19	-3.81	7.08	1.02E-10	16
16QAM	250,50	-10	5.01	-4.99	7.09	1.07E-10	16
16QAM	275,100	-5	4.80	-0.20	5.87	9.39E-15	16
16QAM	275,50	-5	3.19	-1.81	5.88	1.10E-14	16
16QAM	250,100	-5	3.33	-1.67	6.34	6.64E-13	16
16QAM	250,50	-5	2.13	-2.87	6.37	8.12E-13	16
16QAM	240,50	-5	1.47	-3.53	6.43	1.32E-12	16
16QAM	250,75	-5	7.41	2.41	7.41	6.08E-10	16
16QAM	275,100	0	1.23	1.23	4.41	1.22E-24	16
16QAM	275,50	0	-0.39	-0.39	4.41	1.34E-24	16
16QAM	250,100	0	0.03	0.03	5.17	2.04E-18	16
16QAM	250,50	0	-1.19	-1.19	5.19	2.73E-18	16
16QAM	240,50	0	-1.73	-1.73	5.38	3.49E-17	16
16QAM	250,75	0	6.68	6.68	6.68	8.23E-12	16
16QAM	275,50	5	-4.13	0.87	2.41	3.76E-77	16
16QAM	275,100	5	-2.50	2.50	2.50	5.99E-72	16
16QAM	250,50	5	-4.73	0.27	3.39	3.60E-40	16
16QAM	250,100	5	-3.51	1.49	3.42	1.89E-39	16
16QAM	240,50	5	-5.18	-0.18	3.69	3.74E-34	16
16QAM	250,75	5	-0.18	4.82	5.50	1.56E-16	16
16QAM	240,50	10	-8.60	1.40	1.49	2.00E-197	16
16QAM	250,50	10	-8.24	1.76	1.53	9.74E-188	16
16QAM	250,100	10	-7.01	2.99	1.93	1.17E-119	16
16QAM	275,50	10	-7.81	2.19	2.35	7.38E-81	16
16QAM	275,100	10	-6.18	3.82	2.66	8.76E-64	16
16QAM	250,75	10	-3.72	6.28	3.68	2.04E-34	16

Lo que se puede notar en la Tabla 9, en comparación con una tasa de 8 Gb/s (Tabla 8), es que valores de *BER* menores a 10^{-9} se presentan desde los -15 dBm, lo cual es consecuencia de la mejora en el *BER*. Del mismo modo los valores mínimos alcanzados se mejoraron considerablemente. Aunque los puntos óptimos de operación continúan desplazándose hacia potencias mayores, la gran mejora en el *BER* nos permite conseguir puntos de operación desde los -15 dBm en la potencia óptica de entrada. Recordemos que para 8 Gb/s sólo tenemos puntos de operación a partir de los -5 dBm.

Las ganancias máximas del transmisor disminuyeron en comparación a los resultados de ganancia para 8 Gb/s, 10.9 dB en promedio para un *Bias* de 275 mA y *Swing* de 50 mA y 8 dB para el mismo *Bias* y *Swing* de 100 mA, lo cual muestra que el parámetro a sacrificar para obtener mejores *BER* es la ganancia. Esto se puede explicar gracias al tiempo de vida efectivo de los portadores (Ecuación 4.1): un tiempo de muestreo mucho más corto obliga a aumentar la potencia óptica de entrada para disminuir el tiempo efectivo de portadores y aumentar el ancho de banda, al aumentar la potencia y seguir en el mismo régimen de corriente (*Bias* y *Swing*) nos posicionamos en una región de la curva corriente-ganancia (Fig. 3.9) donde las ganancias del transmisor son menores.

También se puede notar en la Tabla 9 que el mejor *BER* es proporcionado por la curva de 275 mA de *Bias* para todas las potencias ópticas de entrada (P_{inCW}) inferiores a 5 dBm con *Swing* de 100 mA, mientras que para potencias ópticas (P_{inCW}) mayores a 5 dBm las curvas con mejor *BER* son las de *Swing* de 50 mA. Debido a que potencias ópticas de entrada superiores a 5 dBm se consideran altas en sistemas de telecomunicaciones ópticos y a que los puntos de operación con mayores ganancias resultaron ser las de mayor *Swing*, se descartaron aquellas con *Swing* de 50 mA como puntos de operación dejando únicamente el régimen de *Bias* 275 mA con 100 mA de *Swing* como el de mejor operación.

En la Fig. 4.27 se presenta el diagrama de constelación para dos puntos de operación los cuales presentan un buen *BER*, no presentan pérdidas del transmisor y no requieren de una potencia óptica de entrada superior a 5 dBm. Del lado izquierdo se logró un *BER* de 10^{-14} con una ganancia del transmisor de 4.8 dB, el lado derecho corresponde a un *BER* de 10^{-12} con una ganancia del transmisor de 3.3 dB. A pesar de que se sacrificó ganancia del SOA para lograr valores aceptables de *BER*, ganancias de 3.3 dB, *BER* de 10^{-12} y potencias de entrada de -5 dBm con tasas de bits de 16 Gb/s, son resultados que compiten fácilmente con todos los demás sistemas reportados hasta la fecha, que utilizan el SOA como modulador-amplificador, donde cada uno de ellos implementa ya sea *FEC*, arreglos de fibra birrefringente con amplificadores *EDFAs*, ecualizadores electrónicos, *Arrayed Waveguide Grating*, *Delay Interferometers* y algunos con una mezcla de varias de esas opciones, sin mencionar que al compararlo con un modulador tradicional como el *Mach-Zehnder* cuyas pérdidas no son menores a los 5 dB y moduladores de Electro-Absorción con

pérdidas de 10 dBm, con el SOA obtenemos muy buenas ganancias y *BER* suficientes para una tasa de 16 Gb/s.

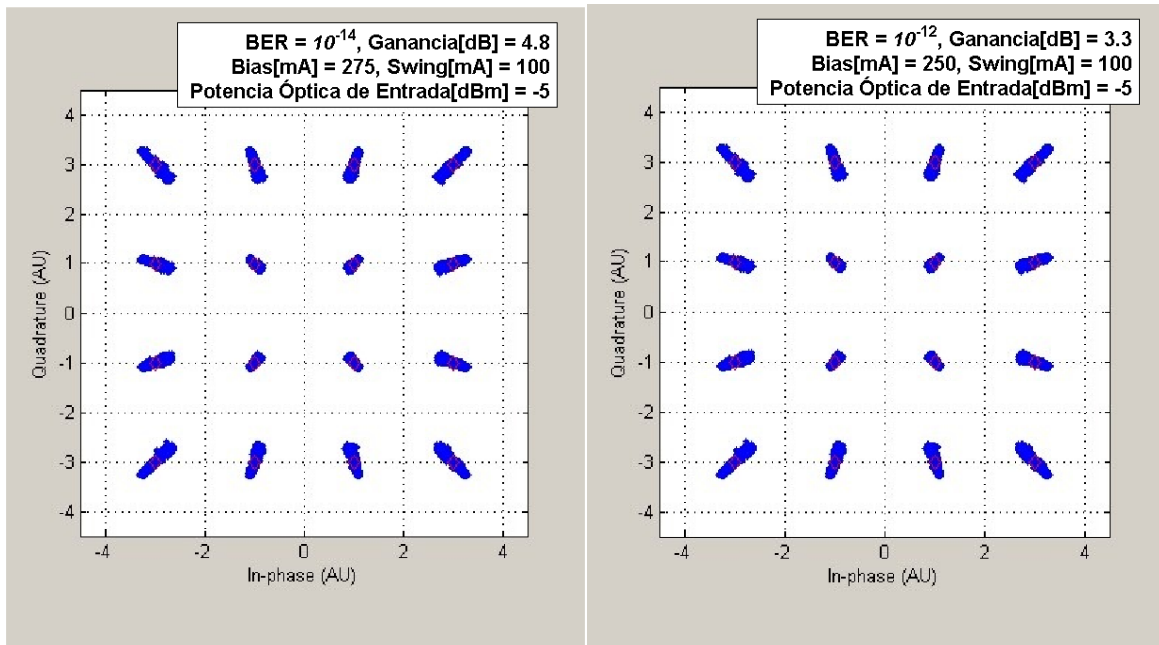


Fig. 4.27. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 16 Gb/s.

4.5.4 Resultados para 16QAM y 32QAM a 28 Gb/s

En esta sección se presentan los resultados para una tasa de bits de 28 Gb/s centrándonos en los efectos que presentan las modulaciones de 16QAM y 32QAM. Como hemos visto en la Tabla 9 y en las curvas para 8 Gb/s, el régimen de mejor comportamiento corresponde a un *Bias* de 275 mA con *Swing* de 100 mA, por lo que únicamente se reportan los resultados para dicho régimen.

En la Fig. 4.28 se presentan las curvas de *BER* en función de la potencia óptica de entrada (P_{inCW}) para modulaciones de 16QAM y 32QAM, ambas para un *Bias* de 275 mA con *Swing* de 100 mA. Comparando los efectos de las modulaciones en el *BER* notamos que la curva de 32QAM tiende a conseguir mejores valores de *BER*, sin embargo, ambas modulaciones mejoran el *BER* de 10^{-9} a partir de los -15 dBm, alcanzando valores de 10^{-23} para 16QAM y 10^{-34} con modulación 32QAM, ambas con una potencia óptica de entrada de 10 dBm.

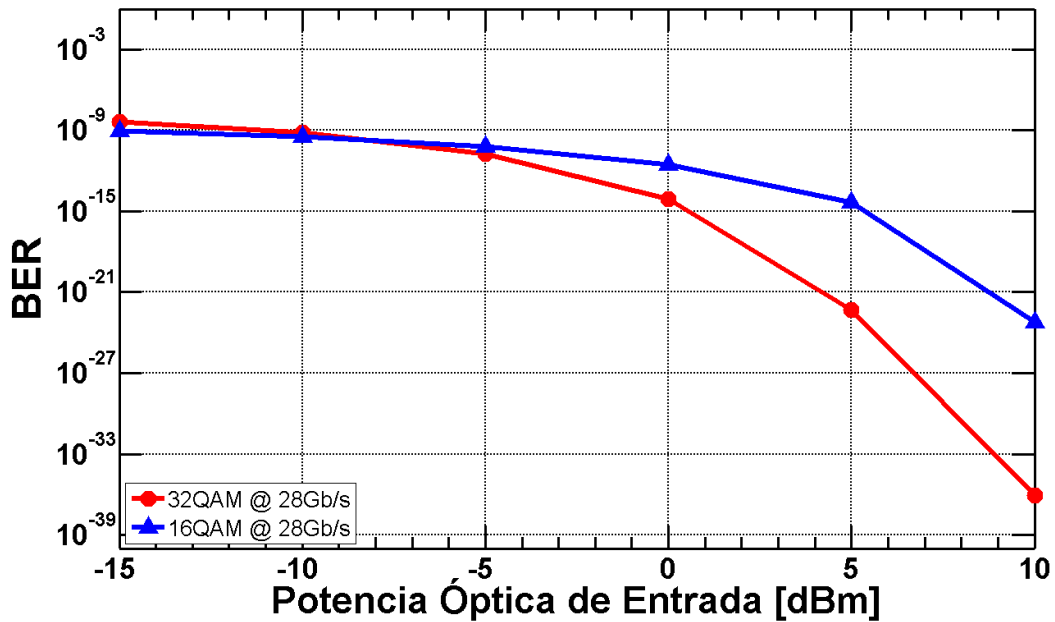


Fig. 4.28. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada @ 28 Gb/s.

En la Fig. 4.29 se muestran las curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada. El comportamiento de ambas curvas es similar pero la curva de 16QAM presenta aproximadamente 2 dB más de ganancia. En comparación con una tasa de 16 Gb/s se tiene una reducción en promedio de 1.46 dB en la ganancia para la modulación de 16QAM. Al igual que para 16 Gb/s a partir de una potencia óptica de entrada de 0 dBm el transmisor deja de proporcionar ganancia.

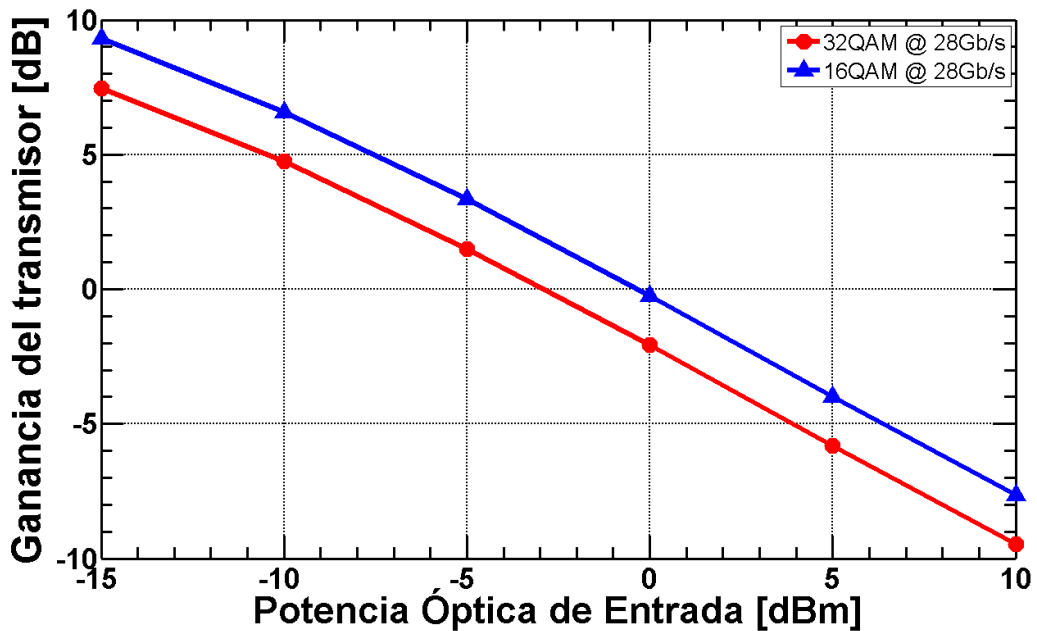


Fig. 4.29. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 28 Gb/s.

La entrada en un régimen de pérdidas a partir de los 0 dBm es un fenómeno que, junto con el traslado de los puntos óptimos de operación hacia potencias mayores, no permite obtener los resultados de ganancia y *BER* deseados, aunque podemos alcanzar *BER* de 10^{-34} con una potencia de entrada de 10 dBm, las pérdidas del transmisor en ese punto están alrededor de los 7 dB. A estas tasas de transmisión es donde el *SOA* empieza a mostrar sus límites como modulador-amplificador.

En la Tabla 10 se presentan los puntos de operación que satisfacen o mejoran un *BER* de 10^{-9} para poder compararlos según el tipo de modulación en banda base, potencia óptica de entrada (P_{inCW}), potencia a la salida del *SOA* (P_{out}), la ganancia y el *BER*.

Tabla. 10. Resumen de puntos de operación para DD-OOFDM @ 28Gb/s.

M-QAM	OFDM [GBauds]	P_{inCW} [dBm]	Gtx [dB]	P_{out} [dBm]	EVM [%]	BER	Bit Rate[Gb/s]
32QAM	5.6	-15	7.31	-7.69	5.00	8.64E-10	28
16QAM	7	-15	9.31	-5.69	7.50	9.22E-10	28
32QAM	5.6	-10	4.60	-5.40	4.74	1.11E-10	28
16QAM	7	-10	6.59	-3.41	7.31	3.62E-10	28
32QAM	5.6	-5	1.36	-3.64	4.32	1.82E-12	28
16QAM	7	-5	3.34	-1.66	7.00	6.26E-11	28
32QAM	5.6	0	-2.21	-2.21	3.71	3.02E-16	28
16QAM	7	0	-0.24	-0.24	6.53	2.77E-12	28
32QAM	5.6	5	-5.94	-0.94	2.90	2.78E-25	28
16QAM	7	5	-3.98	1.02	5.80	4.49E-15	28
32QAM	5.6	10	-9.60	0.40	2.40	1.06E-35	28
16QAM	7	10	-7.65	2.35	4.47	5.63E-24	28

Como podemos notar en la Tabla 10, con 32QAM se obtienen mejores valores de *BER*, pero con 16QAM se obtienen mejores ganancias en el transmisor. Si continuamos con las mismas exigencias para elegir los mejores puntos de operación, potencias de entrada menores a 5 dBm, *BER* menores a 10^{-9} y las menores pérdidas, se tendrán a los puntos de operación mostrados en la Fig. 4.30.

En la Fig. 4.30 se muestra el diagrama de constelación del mejor punto de operación para cada modulación. Del lado izquierdo se presenta el diagrama para 16QAM con un *BER* de $10^{-11.6}$ con pérdidas del transmisor de 0.24 dB. Del lado derecho tenemos el diagrama de 32QAM con un *BER* de $10^{-11.7}$ y una ganancia del transmisor de 1.3 dB. Como se puede notar a simple vista el diagrama de 16QAM a velocidades de 28 Gb/s presenta problemas para compensar la fase, mientras que con 32QAM el *SOA* presenta problemas con la fase y la magnitud, pero al transmitir más símbolos y más bits por cada símbolo se logra conseguir mejores *BER*.

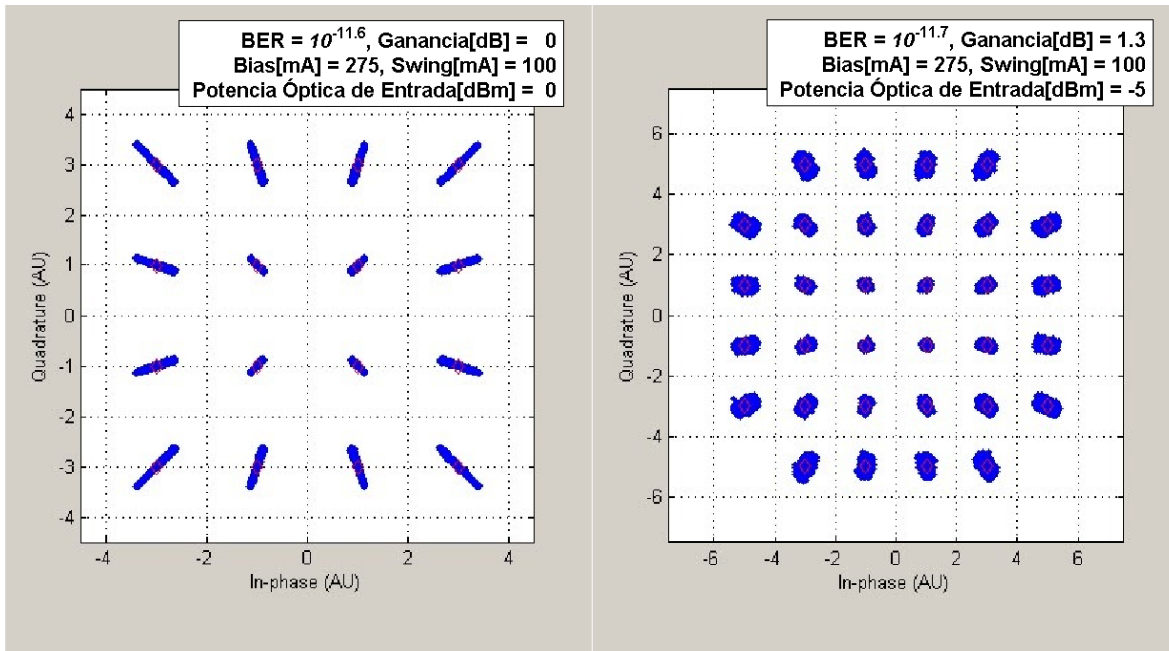


Fig. 4.30. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 28 Gb/s.

Obtener BER de 10^{-11} no son suficientes para *Ethernet* óptico. En este caso, nos interesa un BER suficientemente bajo para una determinada aplicación por lo que podríamos quitarle importancia a la ganancia y en caso de trabajar con 16QAM incrementar a 5 dBm la potencia del láser para obtener un BER de 10^{-14} y pérdidas del transmisor de 3.9 dB, es decir, una potencia a la salida del transmisor de 1 dBm. En caso trabajar con 32QAM y un láser de 0 dBm se obtiene un BER de 10^{-15} con pérdidas del transmisor de 2.2 dB y una potencia de salida de -2.2 dBm. En cualquiera de los casos el BER está sobrado para poder garantizar, dependiendo de las condiciones de la fibra óptica y del presupuesto de potencia, un BER de 10^{-12} . Aun manejando pérdidas, en comparación con moduladores tradicionales que presentan pérdidas a lo menos de 5 dBm, el SOA lleva la delantera.

4.5.5 Resultados para 16QAM y 32QAM a 32 Gb/s

A una tasa de 28 Gb/s obtuvimos BER mejores a 10^{-9} aun con ganancia lo que nos hace viable realizar pruebas para 32 Gb/s y analizar el comportamiento del SOA a esas tasas. En esta sección se presentan las gráficas de dichas simulaciones.

En la Fig. 4.31 tenemos las curvas de BER para ambas modulaciones. Las curvas presentan un comportamiento similar a las observadas en las simulaciones de tasas de bits menores. Como podemos notar las curvas se han desplazado hacia la derecha, trasladando los puntos óptimos de operación hacia mayores potencias,

como resultado tenemos que el *BER* establecido como límite se alcanza después de los 0 dBm de potencia óptica de entrada. Como ya se ha analizado anteriormente podemos predecir que las ganancias obtenidas a mayores potencias de entrada no serán lo suficientemente buenas para superar a otros moduladores cuando se trabaja a 32 Gb/s.

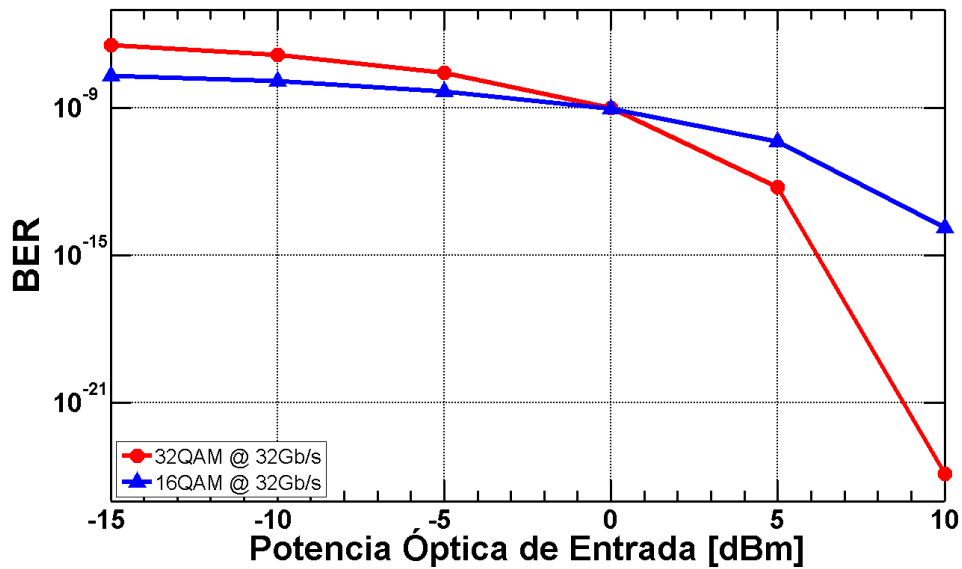


Fig. 4.31. Curvas de BER en función de la potencia óptica de entrada @ 32 Gb/s.

En la Fig. 4.32 tenemos las curvas de ganancia del transmisor. Observamos que la curva con mayor ganancia continúa siendo la de 16QAM. Comparándolas con las curvas de ganancia de 28 Gb/s (Fig. 83) se tienen una reducción de aproximadamente 4 dB.

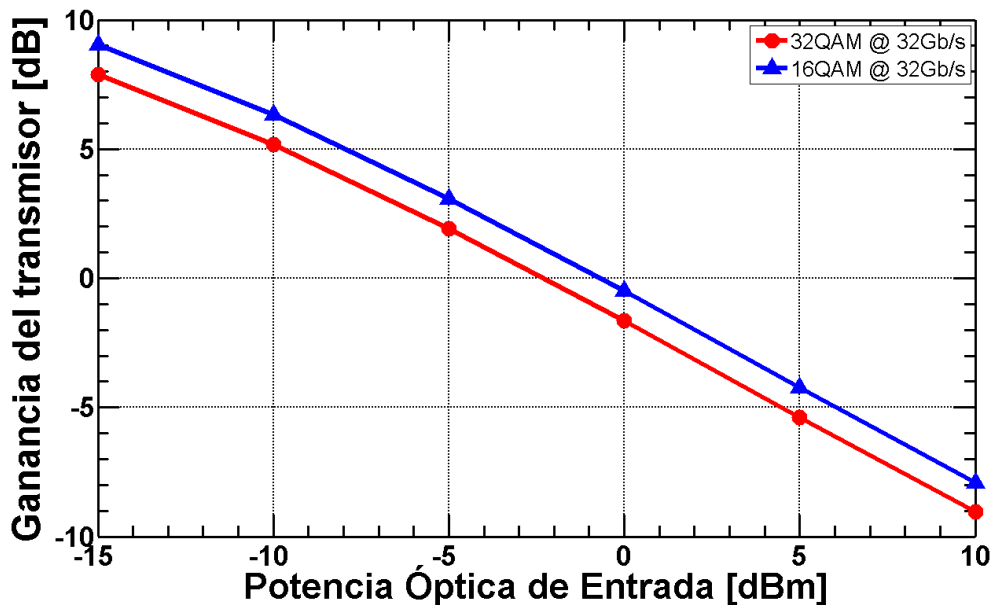


Fig. 4.32. Curvas de ganancia del transmisor en función de la potencia óptica de entrada @ 32 Gb/s.

Ya que las curvas de *BER* resultaron desplazarse hacia mayores potencias de entrada, al aumentar la tasa de datos, y que el comportamiento de las curvas de ganancia sitúa las mayores pérdidas en las mayores potencias de entrada, se encontró un número reducido de puntos de operación que satisfacen un *BER* de 10^{-9} .

En la Tabla 11 se presenta el resumen de las gráficas anteriores. Lo primero que podemos notar es la reducción de alrededor 4 dB en la ganancia del transmisor, ahora el transmisor no logró proporcionar ganancia en ningún punto para ninguna de las modulaciones, las menores pérdidas obtenidas fueron de 0.5 dB con un *BER* de 10^{-9} para modulación de 16QAM. Los *BER* alcanzados son comparables a los reportados en la Tabla 10, ligeramente menores debido al desplazamiento de las curvas.

Tabla. 11. Resumen de puntos de operación para DD-OFDM @ 32Gb/s.

M-QAM	OFDM [GBauds]	P _{incw} [dBm]	G _{tx} [dB]	P _{out} [dBm]	EVM [%]	BER	Bit Rate[Gb/s]
32QAM	6.4	0	-1.65	-1.65	5.02	9.67E-10	32
16QAM	8	0	-0.5	-0.5	7.49	8.99E-10	32
32QAM	6.4	5	-5.38	-0.38	4.22	5.71E-13	32
16QAM	8	5	-4.24	0.76	6.93	4.22E-11	32
32QAM	6.4	10	-9.04	0.96	2.94	1.31E-24	32
16QAM	8	10	-7.91	2.09	5.91	1.37E-14	32

Los diagramas de constelación para un punto de operación de cada modulación esta vez se eligieron tomando en cuenta los de menores pérdidas y se presentan en la Fig. 4.33. Del lado izquierdo tenemos el diagrama para 16QAM el cual obtuvo un *BER* de 10^{-9} y pérdidas del transmisor de 0.5 dB, del lado derecho tenemos el diagrama de 32QAM con un *BER* de 10^{-9} y pérdidas de 1.6 dBm.

De nuevo los puntos de operación presentan menores pérdidas que cualquier modulador tradicional, pero en esta ocasión si se requiere condiciones para canales ópticos *Ethernet* tendríamos que garantizar, al menos en configuración *Back-to-Back*, un *BER* de 10^{-12} y pérdidas del transmisor menores a 5 dBm para que el SOA presente ventajas con respecto a sus competidores. En caso de trabajar con 32QAM existe el régimen con 5 dBm en la potencia del láser (P_{incw}) con un *BER* de 10^{-12} y pérdidas del transmisor de 5.38 dB (pérdidas del SOA de 2.38 dB), un modulador de electro-absorción podría alcanzar fácilmente ese *BER* con pérdidas similares. Con una modulación de 16QAM se puede aumentar la potencia del láser a 10 dBm y obtener un *BER* de 10^{-14} con pérdidas del transmisor de -7.9 dB, generando una potencia a la salida del transmisor de 2 dBm. Aunque el desempeño del *BER* aumentó, la principal ventaja del SOA no se logra: alcanzar buenos *BER* y potencias de salida del SOA sin la necesidad de potentes láseres bajo una tasa de 32 Gb/s.

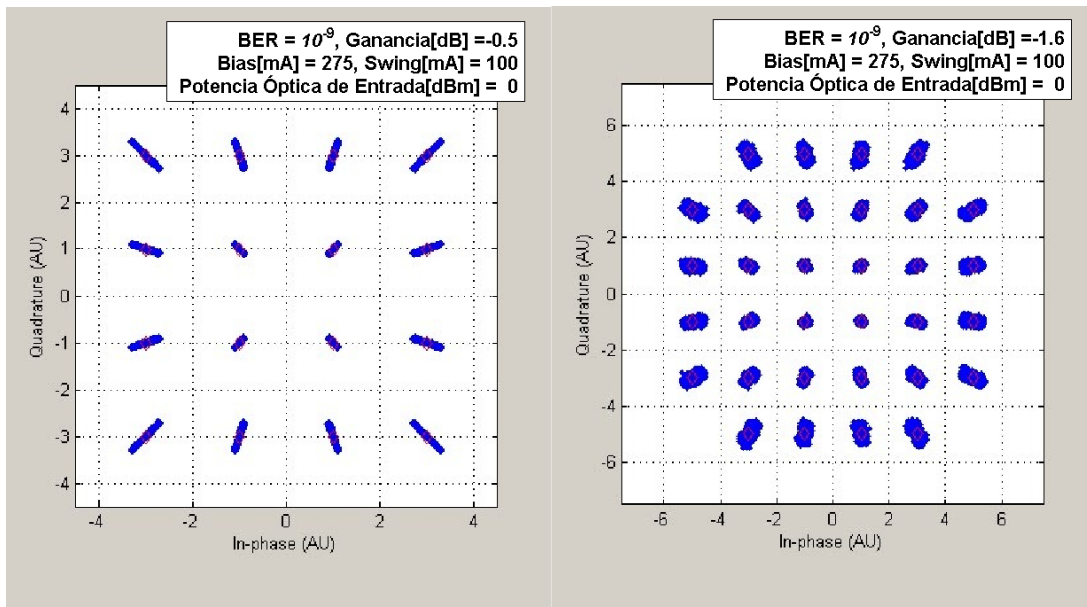


Fig. 4.33. Diagramas de constelación en el Rx OFDM @ 32 Gb/s.

Con estos resultados se encontró que el límite del SOA como modulador-amplificador bajo una señal OFDM se encuentra alrededor de los 32 Gb/s, generando una gran ventaja con respecto a moduladores ópticos tradicionales a partir de tasas menores a los 28 Gb/s. También se encontró que podría ser de gran utilidad en sistemas *Ethernet* ópticos para tasas de datos desde los 4 Gb/s hasta los 28 Gb/s donde el SOA fácilmente toma la ventaja al generar ganancias con respecto a sus contrincantes.

Con respecto a las últimas investigaciones sobre el SOA en modulación OFDM, se han reportado tasas de transmisión de: 10 Gb/s con un BER de 10^{-9} sin utilizar FEC y modulación AMOOFDM [55], 20 Gb/s con BER de 10^{-4} utilizando un arreglo de dos SOAs cada uno modulando intensidad y fase respectivamente [56], 23 Gb/s utilizando FEC en una configuración híbrida de EAM-SOA con AMOOFDM [57], 30 Gb/s con un BER de 10^{-3} y AMOOFDM [58], y 40 Gb/s con un BER de $10^{-2.3}$ en AMOOFDM [59].

Con la configuración propuesta en esta tesis se han alcanzado tasas de transmisión de 28 Gb/s con BER de 10^{-15} sin utilizar FEC, lo cual a simple vista queda por debajo de varias configuraciones reportadas. Sin embargo, si se analiza cada una de las configuraciones reportadas se puede notar que la mayoría utilizan FEC y las que no lo implementan reportan BER tan altos que requieren FEC para alcanzar los BER reportados en esta tesis. Al no tener que implementar FEC, configuraciones híbridas, arreglos de SOAs ó modulación adaptativa, se conserva un sistema sencillo y de menor número de elementos lo que le da una ventaja sobre las propuestas reportadas hasta ahora.

Capítulo 5

El análisis y caracterización del *SOA* presentado en esta tesis permitió conocer las ventajas y desventajas de utilizarlo como modulador y amplificador bajo diferentes formatos de modulación tanto tradicionales como avanzados, así como aprender la metodología para caracterizar su comportamiento como modulador. Se logró completar los objetivos iniciales de esta investigación y generar resultados para su uso en futuros trabajos. A continuación, se presentan las conclusiones generales de la tesis.

Conclusiones generales

Se hizo una revisión del estado del arte en la cual se encontró una gran variedad de soluciones para aumentar la tasa de bits que puede soportar el *SOA* como modulador, y se encontró que todas esas soluciones se ayudan de dispositivos y métodos externos al *SOA* para mejorar su comportamiento. Algunos de ellos usan *BFL* y *AWG* como filtros ópticos, *DI* utilizados como ecualizadores, ecualizadores electrónicos, *FEC* para corregir errores, inclusive, algunos de ellos se apoyan de amplificadores externos al *SOA* para contrarrestar las pérdidas causadas por dichos dispositivos. Como resultado adicional, también se logró comprender el comportamiento físico del Amplificador Óptico de Semiconductor, y se logró la comprensión de los formatos de modulación *NRZ* y *OFDM* para comunicaciones ópticas, lo que permitió simular de manera exitosa los sistemas de comunicaciones *Back-to-Back* presentados en la tesis.

En el trabajo de investigación que se reporta en esta tesis, se alcanzaron de manera numérica las mismas tasas de transmisión que se presentan en la literatura, y en varios casos se superaron, sin recurrir a complicados arreglos, realizando únicamente un exhaustivo análisis del comportamiento del *SOA* bajo diferentes regímenes de trabajo, encontrando el balance adecuado entre la potencia óptica continua de alimentación (P_{incw}), la componente de corriente continua de bombeo (*Bias*) y la componente de corriente variable (*Swing*). De acuerdo a los resultados obtenidos el Amplificador Óptico de Semiconductor como modulador tuvo un desempeño

favorable sin la ayuda de ningún dispositivo externo ni corrección de errores, proveyendo una ventaja en simplicidad y economía a los reportados en la actualidad.

Una vez conocidos los límites del *SOA* bajo el formato de modulación *NRZ*, se decidió pasar a una modulación de formato avanzado como *OFDM*, logrando de esta manera mejorar la tasa de transmisión en sistemas de comunicaciones de ancho de banda limitado. Los resultados numéricos obtenidos fueron reveladores, y nos permitieron encontrar diferentes regímenes en los cuales las ganancias resultaron ser competitivas en comparación con otras tecnologías de modulación, aunque con tasas de modulación más bajas. Efectivamente, una desventaja del *SOA* comparado, por ejemplo, con un modulador *Mach-Zehnder* es que este último alcanza fácilmente tasas de transmisión de 40 Gb/s utilizando modulación *DD-OFDM* [52], mientras que en este trabajo se comprobó que con el *SOA* las máximas tasas de transmisión que no presentan pérdidas del transmisor se encuentran alrededor de los 28 Gb/s, unos cuantos Gb/s más si se reducen las pérdidas del filtro *OSSB*. A pesar de las relativamente bajas tasas de transmisión, ahora sabemos que podemos sacrificar la ganancia que nos brinda el *SOA* y alcanzar hasta 28 Gb/s con pérdidas en el transmisor de 2.2 dB y *BER* de 10^{-15} , usando un láser de 0 dBm, o si requerimos una mayor tasa y contamos con un láser de mayor potencia (5 dBm) podemos obtener 32 Gb/s y un *BER* de 10^{-12} con pérdidas en el transmisor de 5.3 dB.

Con estos resultados podemos afirmar que, aunque el *SOA* no es la solución óptima para redes de largo alcance, sí podría ser un dispositivo que mejore las tasas de transmisión y amplíe las distancias de las actuales redes ópticas locales ayudando a la convergencia de las redes ópticas de acceso y las redes ópticas metropolitanas.

Finalmente se presenta la Tabla 11, en la cual se engloban los puntos de operación de las mejores combinaciones de ganancia del transmisor, *BER* y corriente de bombeo para las diferentes potencias del láser. Dependiendo de las necesidades y tipo de red se puede elegir el régimen que más se adapte a esas exigencias.

Por ejemplo, para redes de baja demanda de bits, máximo 10 Gb/s como las de última milla, tenemos la opción de elegir una modulación *NRZ* u *OFDM*, si elegimos *OFDM* con *Bias* de 275 mA, *Swing* de 100 mA y potencia de láser de 0 dBm podemos alcanzar *BER* de 10^{-13} y una ganancia del transmisor de 10.7 dB, mientras que con *NRZ* es necesario aumentar la potencia de láser a 5 dBm y trabajar con un *Bias* de 250 mA y *Swing* de 100 mA, con lo cual el *BER* se eleva a 10^{-10} y se obtiene una ganancia de 10.6 dB. De esta comparación podemos concluir que al utilizar una modulación avanzada, aunque se eleva la complejidad del sistema, se mejora el desempeño del *BER* y se conservan buenas ganancias con potencias de láser relativamente bajas. Esto último, no obstante, depende de las prioridades del sistema: si se requiere de tasas de 10 Gb/s con el sistema más sencillo la solución es *NRZ*, mientras que elegir *OFDM* requiere de mayor inversión en equipo electrónico, pero

requiere menores potencias en el láser alargando la vida del mismo además de que es expandible a tasas mayores de bits.

Para redes de mayor demanda, NRZ deja de ser una opción, ya que requiere más potencia en el láser y el BER se deteriora a altas tasas de bits. Para este tipo de demandas, un sistema OFDM-SOA, aunque de mayor complejidad, es totalmente justificable. Por ejemplo, con un láser de 0 dBm, modulación de 32QAM, Bias 275 mA y Swing 100 mA, el SOA entrega BER de 10^{-15} con pérdidas mucho menores a las de cualquier modulador, todo esto hasta una tasa de 28 Gb/s, inclusive si se requieren tasas hasta de 32 Gb/s se puede aumentar la potencia del láser a 5 dBm (32QAM, Bias 275 mA y Swing 100 mA) para obtener un BER de 10^{-12} y unas pérdidas del transmisor equiparables a las de un modulador de electro-absorción (5 dB). En conclusión, para tasas de 16 Gb/s hasta 28 Gb/s el SOA, bajo modulación OFDM, proporciona diferentes puntos de operación ya sean o de mejor BER, o mejor ganancia, en combinación con las diferentes potencias ópticas de láser. Dependiendo de los diferentes requisitos se puede seleccionar uno u otro régimen de operación.

Tabla. 12. Resumen general de los regímenes de operación del SOA.

Modulación	Condiciones (Bias,Swing)[mA]	P _{incw} [dBm]	Gtx [dB]	Pout [dBm]	log(BER)	Bit Rate[Gb/s]
NRZ Sin EDFAs[37]	250,100	-5	-4.35	-9.35	-7.7	5
NRZ Con EDFAs[37]	250,100	-5	12.65	7.65	No Reportada	5
16QAM	275,50	-5	14.3	9.3	-9	8
16QAM	275,50	0	10.71	10.71	-35.2	8
16QAM	250,100	0	5.77	5.77	-13.6	8
16QAM	275,100	0	9.37	9.37	-9	8
NRZ	250,100	5	10.68	15.68	-10.5	7.5
16QAM	250,50	5	6.21	11.21	-79.9	8
16QAM	250,75	5	6.28	11.28	-19.4	8
NRZ	250,100	10	7.15	17.15	-29.6	7.5
16QAM	195,50	10	0.94	10.94	-89.3	8
NRZ	250,100	10	7.15	17.15	-22.6	8
16QAM	250,50	10	2.9	12.9	-18.1	8
16QAM	250,75	10	2.8	12.8	-12.3	8
16QAM	275,50	10	3.31	13.31	-11.9	8
NRZ	250,100	10	7.15	17.15	-9.3	10.3
16QAM	275,100	-15	10.75	-4.25	-9	16
16QAM	275,100	-10	8.04	-1.96	-10.5	16
16QAM	275,100	-5	4.8	-0.2	-14	16
16QAM	250,75	-5	7.41	2.41	-9.2	16

16QAM	275,100	0	1.23	1.23	-23.9	16
16QAM	250,75	0	6.68	6.68	-11.1	16
16QAM	275100	5	-2.5	2.5	-71.2	16
16QAM	275100	10	-6.18	3.82	-63.1	16
16QAM	250,75	10	-3.72	6.28	-33.7	16
16QAM	275,100	-15	9.31	-5.69	-9	28
32QAM	275,100	-10	4.6	-5.4	-10	28
16QAM	275,100	-10	6.59	-3.41	-9.4	28
32QAM	275,100	-5	1.36	-3.64	-11.7	28
16QAM	275,100	-5	3.34	-1.66	-10.2	28
32QAM	275,100	0	-2.21	-2.21	-15.5	28
16QAM	275,100	0	-0.24	-0.24	-11.6	28
32QAM	275100	5	-5.94	-0.94	-24.6	28
16QAM	275100	5	-3.98	1.02	-14.3	28
32QAM	275100	10	-9.6	0.4	-35	28
16QAM	275100	10	-7.65	2.35	-23.2	28
16QAM	275,100	0	-0.5	-0.5	-9	32
32QAM	275100	5	-5.38	-0.38	-12.2	32
16QAM	275100	5	-4.24	0.76	-10.4	32
32QAM	275100	10	-9.04	0.96	-23.9	32
16QAM	275100	10	-7.91	2.09	-13.9	32

Gracias a los resultados de las simulaciones bajo distintos formatos de modulación, se pudo conocer las ventajas y desventajas que brinda el SOA en cada una de ellas, así como el límite en la tasa de bits de cada una. Al utilizar configuraciones lo más sencillas posibles, sin *FEC*, ni ninguna otra adecuación extra, se puede asegurar que estos límites tanto de tasa de bits, *BER* y ganancia son intrínsecos del SOA bajo determinada modulación, a diferencia de la gran mayoría de publicaciones donde la conjunción de diferentes técnicas y dispositivos enmascaran de cierta forma los efectos, positivos y negativos, que produce el SOA en las distintas modulaciones.

De esta forma se deja abierta la puerta para seguir analizando el comportamiento de este interesante dispositivo que, como se ha comprobado en este trabajo, puede realizar funciones de amplificador y modulador al mismo tiempo, y competir con moduladores ópticos comerciales a interesantes tasas de bits. Quizá la solución óptima para el completo aprovechamiento del SOA como un modulador-amplificador sean las nuevas modulaciones ópticas que están siendo actualmente desarrolladas por la comunidad mundial de investigadores, de primer nivel, en el área de comunicaciones ópticas, de la cual forma parte la Universidad Nacional Autónoma de México a través del Instituto de Ingeniería en su área de telecomunicaciones.

Apéndice

En señales M-QAM no puede ser utilizado el factor de calidad (Q), ya que sólo considera dos niveles, mientras que M-QAM presenta multiniveles en amplitud y fase. Para este tipo de señales se utiliza el parámetro de desempeño conocido como *Error Vector Magnitude (EVM)*, el cual describe la distancia efectiva de los símbolos (complejos) recibidos hasta su posición ideal en el diagrama de constelación [60]. Al aumentar o disminuir el *EVM* la variación del *BER* es en la misma dirección, relacionándose con la siguiente Ec., descrita en [61]:

$$BER \approx \frac{2\left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2(L)} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3\log_2(L)}{L^2 - 1}\right) \left(\frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2(M)}\right)} \right]$$

En la Tabla 13 se presentan los valores de *EVM* para dos valores de *BER* con distintas modulaciones.

Tabla. 13. Equivalencias entre *EVM*[%], *EVM*[dB] y *BER* para M-QAM.

Modulación			BER=1E-12		BER=1E-9	
M-QAM	m=Log ₂ (M)	L=M ^(1/2)	<i>EVM</i> %	<i>EVM</i> [dB]	<i>EVM</i> %	<i>EVM</i> [dB]
BPSK	1	2	20.10	-13.93	23.58	-12.55
4QAM	2	3	14.22	-16.94	16.67	-15.56
8QAM	3	3-->4	7.38	-22.64	8.68	-21.23
16QAM	4	4	6.39	-23.88	7.52	-22.48
32QAM	5	6	4.27	-27.39	5.02	-25.98
64QAM	6	8	3.14	-30.07	3.69	-28.65
128QAM	7	12	2.11	-33.51	2.49	-32.08

En la Fig. A1 se presentan las curvas de *BER* en función del *EVM* en porcentaje, este valor es el que generalmente se maneja en reportes e investigaciones, aunque

también puede ser encontrado en $\text{dB}=20*\text{Log}(\text{EVM}\%/100)$, tal como se muestra en la Fig. A2.

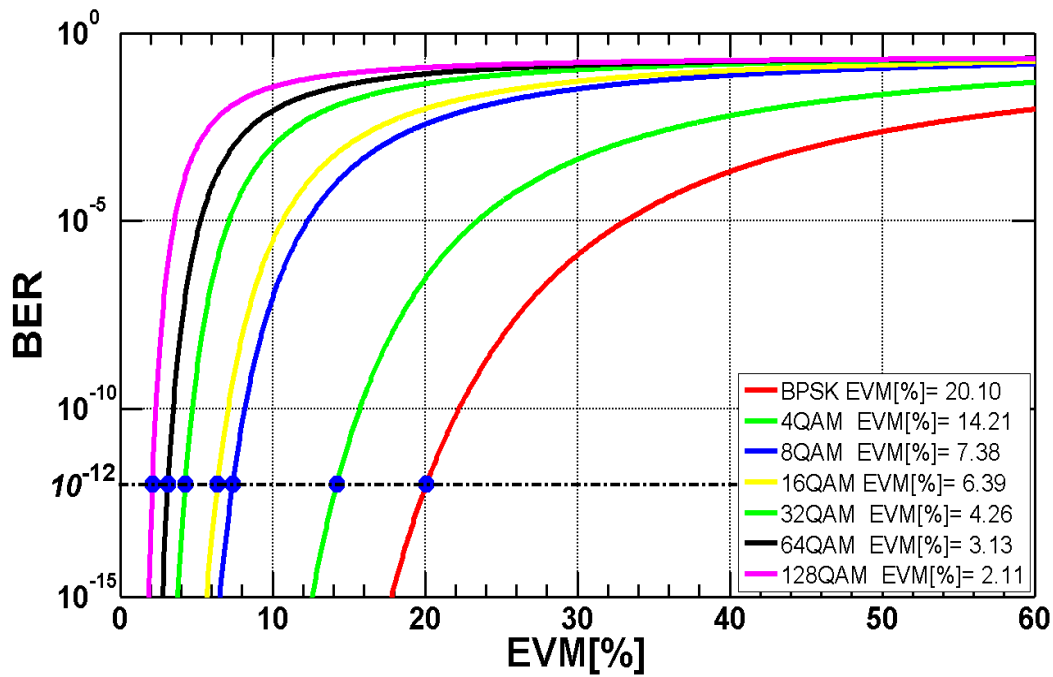


Fig. A1. Curvas de BER en función del EVM[%].

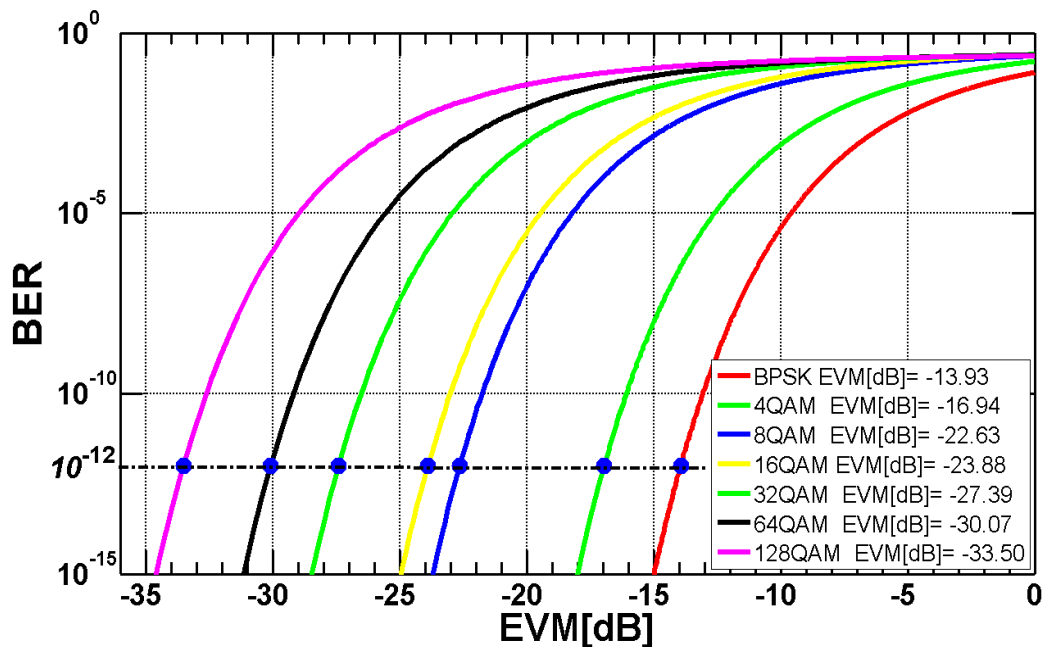


Fig. A2. Curvas de BER en función del EVM[dB].

Referencias

- [1] Malvino, A. P. A. C., Luis, J., & López Cortón, C. (2000). Principios de electrónica, pp. 33-56.
- [2] Dimitrijević, S. (2012). Principles of semiconductor devices. Oxford university press.
- [3] De La Peña, L. (2014). Introducción a la mecánica cuántica. Fondo de Cultura económica.
- [4] Albella, J. M., & Martínez-Duart, J. M. (1996). Fundamentos de electrónica física y microelectrónica. Addison-Wesley Iberoamericana.
- [5] Verdeyen, J. T. Laser Electronics. 1995, pp 173-180, 440-463.
- [6] González, É. (2003). El láser: principios básicos. Universidad Santo Tomás.
- [7] O'Mahony, M. J. (1988). Semiconductor laser optical amplifiers for use in future fiber systems. Journal of lightwave technology, 6(4), 531-544.
- [8] Mørk, J., Nielsen, M. L., & Berg, T. W. (2003). Semiconductor Optical Amplifiers.
- [9] Nasset, D., Kelly, T., & Marcenac, D. (1998). All-optical wavelength conversion using SOA nonlinearities. IEEE Communications Magazine, 36(12), 56-61.
- [10] Occhi, L. (2002). Semiconductor optical amplifiers made of ridge waveguide bulk InGaAsP/Inp (Doctoral dissertation).
- [11] Dutta, N. K., & Wang, Q. (2013). Semiconductor optical amplifiers. World scientific.
- [12] Willatzen, M., Uskov, A., Mørk, J., Olesen, H., Tromborg, B., & Jauho, A. P. (1991). Nonlinear gain suppression in semiconductor lasers due to carrier heating. Photonics Technology Letters, IEEE, 3(7), 606-609.
- [13] Jia, Z., Yu, J., Ellinas, G., & Chang, G. K. (2007, March). A novel full-duplex wavelength-reuse optical-wireless architecture with directly modulated SOA as upstream colorless amplified modulator. In Optical Fiber Communication Conference (p. OThM2). Optical Society of America.
- [14] Nielsen, M. L., Mizutani, K., Sudo, S., Tsuruoka, K., Okamoto, T., Sato, K., & Kudo, K. (2006). Transmission Over 360 km Using a 2.5-Gb/s SOA-Modulator Integrated Full \$ C \$-Band Wavelength-Tunable Transmitter. IEEE photonics technology letters, 18(19), 1987-1989.
- [15] Saleh, B. E., Teich, M. C., & Saleh, B. E. (1991). Fundamentals of photonics (Vol. 22). New York: Wiley.
- [16] Cho, K. Y., Choi, B. S., Takushima, Y., & Chung, Y. C. (2011). 25.78-Gb/s

operation of RSOA for next-generation optical access networks. *IEEE Photon. Technol. Lett*, 23(8), 495-497.

[17] Bhattacharya, P., & Pang, L. Y. (1994). Semiconductor optoelectronic devices.

[18] Udvary, E., & Berceli, T. (2010). Improvements in the linearity of semiconductor optical amplifiers as external modulators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(11), 3161-3166.

[19] Totović, A. R., Levajac, V. G., & Gvozdić, D. M. (2016). Electro-optical modulation bandwidth analysis for traveling-wave and reflective semiconductor optical amplifiers in transparency operating regime. *Optical and Quantum Electronics*, 48(4), 1-9.

[20] Koenig, S., Bonk, R., Schmuck, H., Poehlmann, W., Pfeiffer, T., Koos, C., ... & Leuthold, J. (2014). Amplification of advanced modulation formats with a semiconductor optical amplifier cascade. *Optics express*, 22(15), 17854-17871.

[21] Nielsen, M. L., Mizutani, K., Sudo, S., Tsuruoka, K., Okamoto, T., Sato, K., & Kudo, K. (2006, September). SOA-modulator Integrated Wavelength Tunable Laser: Demonstration of 2.5-Gb/s full C-band Transmission over 360 km. In *Optical Communications, 2006. ECOC 2006. European Conference on* (pp. 1-2). IEEE.

[22] Lowery, A. J., & Du, L. B. (2011). Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years. *Optical Fiber Technology*, 17(5), 421-438.

[23] Rizou, Z. V., Zoiros, K. E., & Houbavlis, T. (2015). Operating speed extension of SOA external modulator using microring resonator. In *Progress in electromagnetics research symposium (PIERS)* (pp. 2399-2402).

[24] Papagiannakis, I., Omella, M., Klonidis, D., Birbas, A. N., Kikidis, J., Tomkos, I., & Prat, J. (2008). Investigation of 10-Gb/s RSOA-based upstream transmission in WDM-PONs utilizing optical filtering and electronic equalization. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(24), 2168-2170.

[25] Udvary, E., & Berceli, T. (2003). Optical subcarrier label swapping by semiconductor optical amplifiers. *Journal of lightwave technology*, 21(12), 3221.

[26] Udvary, E. (2015, July). Enhancement of RSOA direct modulation bandwidth with optimized optical filter. In *Transparent Optical Networks (ICTON), 2015 17th International Conference on* (pp. 1-4). IEEE.

[27] Kim, H. (2010). 10-Gb/s operation of RSOA using a delay interferometer. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(18), 1379-1381.

[28] Presi, M., Chiuchiarelli, A., Corsini, R., Choudury, P., Bottoni, F., Giorgi, L., & Ciamarella, E. (2012). Enhanced 10 Gb/s operations of directly modulated reflective semiconductor optical amplifiers without electronic equalization. *Optics express*, 20(26), B507-B512.fum4n

[29] Amersfoort, M. (1998). Arrayed waveguide grating. Application note A, 1998003, C2V.

[30] Zoiros, K. E., & Morel, P. (2014). Enhanced performance of semiconductor optical amplifier at high direct modulation speed with birefringent fiber loop. *AIP Advances*, 4(7), 077107.

- [31] Kim, H. S., Choi, B. S., Kim, K. S., Kim, D. C., Kwon, O. K., & Oh, D. K. (2009). Improvement of modulation bandwidth in multisection RSOA for colorless WDM-PON. *Optics express*, 17(19), 16372-16378.
- [32] Cho, K. Y., Takushima, Y., & Chung, Y. C. (2010, March). Demonstration of 11-Gb/s, 20-km reach WDM PON using directly-modulated RSOA with 4-ary PAM signal. In *Optical Fiber Communication Conference* (p. OWG1). Optical Society of America.
- [33] Omella, M., Polo, V., Lazaro, J., Schrenk, B., & Prat, J. (2008, September). 10 Gb/s RSOA transmission by direct duobinary modulation. In *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on* (pp. 1-2). IEEE.
- [34] Gutiérrez-Castrejón, R., & Duelk, M. (2006). Using LabVIEW™ for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications. *Computer physics communications*, 174(6), 431-440.
- [35] Agrawal, G. P., & Olsson, N. A. (1989). Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 25(11), 2297-2306.
- [36] Dutta, N. K., & Wang, Q. (2013). *Semiconductor optical amplifiers*. World scientific.
- [37] Engel, T., Rizou, Z. V., Zoiros, K. E., & Morel, P. (2016). Semiconductor optical amplifier direct modulation with double-stage birefringent fiber loop. *Applied Physics B*, 122(6), 1-10.
- [38] Govind, P. A. (2002). *Fiber-optic communication systems*. John Wiley, New York.
- [39] Recomendación UIT-T G.982 (96), Redes de acceso óptico para el soporte de servicios que funcionan con velocidades binarias de hasta la velocidad primaria de la red digital de servicios integrados (RDSI) o velocidades binarias equivalentes.
- [40] Recomendación UIT-T G.984.2 (2003), Redes ópticas pasivas con capacidad de gigabits: Especificación de la capa dependiente de los medios físicos.
- [41] Armstrong, J. (2009). OFDM for optical communications. *Journal of lightwave technology*, 27(3), 189-204.
- [42] Cvijetic, N., Qian, D., Wang, T., & Weinstein, S. (2010, April). OFDM for next-generation optical access networks. In *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2010 IEEE* (pp. 1-5). IEEE.
- [43] Schmidt, B. J., Lowery, A. J., & Armstrong, J. (2008). Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM. *Journal of Lightwave Technology*, 26(1), 196-203.
- [44] Lee, J., Breyer, F., Randel, S., Zeng, J., Huijskens, F., van den Boom, H. P., ... & Hanik, N. (2007, March). 24-Gb/s transmission over 730 m of multimode fiber by direct modulation of an 850-nm VCSEL using discrete multi-tone modulation. In *National Fiber Optic Engineers Conference* (p. PDP6). Optical Society of America.
- [45] Schmidt, B. J., Lowery, A. J., & Armstrong, J. (2007, March). Experimental demonstrations of 20 Gbit/s direct-detection optical OFDM and 12 Gbit/s with a

colorless transmitter. In Optical Fiber Communication Conference (p. PDP18). Optical Society of America.

[46] Lowery, A. J., & Armstrong, J. (2006). Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems. *Optics Express*, 14(6), 2079-2084.

[47] Lowery, A. J., Du, L., & Armstrong, J. (2006, March). Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems. In Optical fiber communication conference (p. PDP39). Optical Society of America.

[48] Cooley, J.W., & Tukey, J. W. "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series". *Mathematics of Computation*, (90).297.1965.

[49] Vázquez Sánchez, Saúl Omar, Modelado y simulación de sistemas ópticos multiportadora para incrementar la eficiencia espectral (Tesis de maestría). Universidad Nacional Autónoma de México, México D.F. 2015.

[50] Vázquez, S. O., Torres-Ferrera, P., Gutierrez-Castrejon, R., & Tomkos, I. (2014, November). Unamplified 10-km transmission using direct-detection optical OFDM superchannel at 100 Gbps. In Latin America Optics and Photonics Conference (pp. LM4A-9). Optical Society of America.

[51] Ferrera, P. T., Ramirez, L. P., & Castrejon, R. G. (2016). Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with Electro-absorption Modulator-based Transmitters. *IEEE Latin America Transactions*, 14(6), 2681-2686.

[52] Torres-Ferrera, P., Vázquez, S. O., & Gutiérrez-Castrejón, R. (2016). 4x 100Gb/s WDM DD-OFDM using EAM for next generation Ethernet transceivers over SMF. *Optics Communications*, 365, 86-92.

[53] Wei, J. L., Yang, X. L., Giddings, R. P., & Tang, J. M. (2009). Colourless adaptively modulated optical OFDM transmitters using SOAs as intensity modulators. *Optics express*, 17(11), 9012-2027.

[54] Gutiérrez-Castrejón, R., Schares, L., Occhi, L., & Guekos, G. (2000). Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length. *IEEE journal of quantum electronics*, 36(12), 1476-1484.

[55] Duong, T., Genay, N., Chanclou, P., Charbonnier, B., Pizzinat, A., & Brenot, R. (2008, September). Experimental demonstration of 10 Gbit/s upstream transmission by remote modulation of 1 GHz RSOA using adaptively modulated optical OFDM for WDM-PON single fiber architecture. In Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on (pp. 1-2). IEEE.

[56] Joo, J. M., Hong, M. K., Pham, D. T., & Han, S. K. (2012). 20-Gb/s AMO OFDM transmission over 20-km bidirectional link by separate I/Q baseband delivery using remotely fed 1-GHz RSOAs. *Journal of Lightwave Technology*, 30(16), 2661-2667.

[57] Chang, K. C., Shen, S. W., Hsu, M. C., Chiu, Y. J., Wei, C. C., & Lee, C. K. (2014, March). Negative-chirped EAM-SOA for distance-insensitive optical OFDM transmission in long-reach OFDMA PONs. In Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014 (pp. 1-3). IEEE.

[58] Wei, J. L., Hamié, A., Giddings, R. P., & Tang, J. M. (2009). Semiconductor optical amplifier-enabled intensity modulation of adaptively modulated optical OFDM signals in SMF-based IMDD systems. *Journal of Lightwave Technology*, 27(16), 3678-3688.

[59] Cao, B. Y., Deng, M. L., Zhang, Q. W., Giddings, R. P., Wang, M., & Tang, J. M. (2015). RSOA Intensity Modulator Frequency Chirp-Enhanced Optical OFDM PON Performance. *IEEE Photonics Journal*, 7(3), 1-11.

[60] Schmogrow, R., Nebendahl, B., Winter, M., Josten, A., Hillerkuss, D., Koenig, S., ... & Becker, J. (2012). Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(1), 61-63.

[61] Shafik, R. A., Rahman, M. S., & Islam, A. R. (2006, December). On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on* (pp. 408-411). IEEE.

Glosario

A

ADC	Analogic to Digital Conversion
AM	Amplitude Modulation
AMOOOFDM	Adaptative Modulation Optical OFDM
ATT	Attenuator
AWG	Arrayed Waveguide Grating

B

BER	Bit Error Rate
BERT	Bit Error Rate Tester
BFL	Birefringent Fiber loop
BPF	Band Pass Filter

C

CDR	Clock Data Recover
CH	Carrier Heating
CO-OFDM	Coherent Optical OFDM
CP	Cyclix Prefix
CW	Continous Wave

D

DAC	Digital to Analogic Conversion
DCF	Dipersion Compensation Fiber
DD-OOOFDM	Direct Detection Optical OFDM
DI	Delay Interferometer
DSP	Digital Signal Processor
DWDM	Dense Wavelenght Division Multiplexing

E

EAM	Electro Absortion Modulator
ECTL	External Cavity Tunable Laser
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
ER	Extintion Ration
EVM	Error Vector Magnitude

F

FDE	Frecuency Division Equalization
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frecuency Modulation

G

GPON	Gigabit Ehternet Pasive Optical Network
------	--

I

IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
------	--------------------------------

L

LD	Laser Diode
LPF	Low Pass Filter

M

M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MRR	Microring Resonator

N

NRZ	Non Return to Zero
-----	--------------------

O

OBPF	Optical Band Pass Filter
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
OM	Optic Modulator
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
OSA	Optical Signal Analyser
OSSB	Optical Single Side Band

P

PAM4	Pulse Amplitude Modulation 4 levels
PC	Polarization Controler
PD	Photo Detector
PIN	Photo Intensity
PinCW	Continous Wave Input Power
PM	Phase Modulation
PMF	Polarization Maintain Fiber
PPG	Pulse Patron Generator
PRBS	Psudo Random Bit Signal

R

RF	Radio Frecuency
----	-----------------

S

SBH	Spectral Holo Burning
SMF	Single Mode Fiber
SOA	Semiconductor Optical Amplifier

U

U.A.	Unidades Adimensionales
------	-------------------------

V

VOA	Variable Optical Attenuator
-----	-----------------------------

W

WDM	Wavelenght Division Multiplexer
WDM-PON	Wavelenght Division Multiplexer-Pasive Optic Network