



Universidad  
Carlos III de Madrid

**TESIS DOCTORAL**

**ESTUDIO DE DISPOSITIVOS INTEGRADOS  
FOTONICOS PARA LA GENERACION DE PEINES DE  
FRECUENCIAS OPTICAS**

Autor: D. Fabián Vinicio Corral Carrera

Director: Dr. Guillermo Carpintero del Barrio

**DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA**

Julio de 2016



TESIS DOCTORAL

**ESTUDIO DE DISPOSITIVOS INTEGRADOS FOTONICOS PARA LA  
GENERACION DE PEINES DE FRECUENCIAS OPTICAS**

Autor: Fabián Vinicio Corral Carrera

Director: Prof. Dr. D Guillermo Carpintero del Barrio

Firma Del Tribunal Calificador

Presidente: \_\_\_\_\_

Vocal: \_\_\_\_\_

Secretario: \_\_\_\_\_

Calificación:  
\_\_\_\_\_

En Leganés, a \_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ 2016



## ***Agradecimientos***

A Dios, nuestro Padre celestial; al señor Jesucristo, nuestro Salvador y amigo fiel; a mis hijos: Fabito, Josu, Verito y Gabriel; a mis padres, hermanos y sobrinos; a Guillermo Carpintero, mi tutor; a Robinson Guzmán y a los compañeros de laboratorio; a la UC3M de España; a la Senescyt de Ecuador; a los hermanos en Cristo de la Iglesia cristiana de Leganés; a todas las personas que han colaborado en este trabajo; y de manera muy, pero muy especial, por sus 31 años de sacrificio y abnegación.....

***To my wife Jasminita***



# Abstract

This thesis presents the progress made in the development of different optical frequency combs generators (OFCG) using generic photonic integration platforms.

We present the design, evaluation and characterization of a photonic integrated circuit that implements an OFCG based on an amplified loop with phase modulation. The design is based on the building blocks of a generic photonic integration platform. The circuit includes an on chip source by means of a Distributed Bragg Reflector (DBR) laser to study fully integrated OFCG.

We describe the development of an OFCG based on a monolithically integrated passive mode locked ring laser fabricated in a generic photonic integration platform, in a Multi-Project Wafer (MPW) run, sharing costs with other users and using standardized building blocks. The photonic integrated circuit is based on a passive mode-locked ring laser architecture, which includes a Mach-Zehnder Interferometer (MZI) to flatten the spectral shape of the comb output. We obtain a high optical bandwidth of 1.08 THz.

We present the design and experimental characterization of the long cavity photonic integrated circuits to generation and distribution frequency standards and calibration signals. The frequency range of our interest is from 2 GHz to 14 GHz, with low repetition rate (2.7 GHz). The chip was fabricated in a generic photonic integration platform. The long cavity device operates in both regime passive and hybrid mode-locked, generating electrical combs with very narrow radio frequency linewidth of the beat note.

Also we expose phase noise study in an OFCG. We do the measurements in the long cavity mode locked laser, in order to investigate the quality and stability signal, changing the device operation conditions like as: amplifier current, output power and work regimes.

Finally, we present the conclusions of this thesis and propose the future working lines



# Resumen

Esta tesis presenta los avances realizados en el desarrollo de diferentes estructuras de generación de peines de frecuencias ópticas (OFCG) utilizando plataformas genéricas de integración fotónica.

Presentamos el desarrollo, evaluación y caracterización de un circuito integrado fotónico que implementa un generador de peine de frecuencias ópticas basado en un lazo amplificado con modulación de fase. El diseño se basa en los bloques funcionales de una plataforma de integración fotónica genérica. El circuito incluye una fuente interna por medio de un láser DBR (Distributed Bragg Reflector) para estudiar un OFCG totalmente integrado.

Describimos el desarrollo de un OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo monolíticamente integrado, fabricado en una plataforma tecnológica de integración fotónica genérica, en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer), compartiendo costos con otros usuarios, utilizando los bloques funcionales estándares ofrecidos. El dispositivo se basa en una estructura láser mode-locked pasivo que incluye un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) que controla la planitud del espectro de salida del peine generado, obteniéndose un gran ancho de banda óptico de 1.08 THz

Presentamos el diseño y caracterización experimental de circuitos integrados fotónicos de baja frecuencia para la generación y distribución de patrones de frecuencia y señales de calibración en el rango de 2 GHz y 14 GHz, con baja tasa de repetición de 2.7 GHz. El chip ha sido fabricado sobre la plataforma de integración fotónica genérica. El dispositivo de baja frecuencia, opera bien en régimen mode-locked pasivo o bien en

ML híbrido, generando peines eléctricos de estrecho ancho espectral del tono de batido de radiofrecuencia.

También exponemos el estudio del ruido de fase en un OFCG. Realizamos las mediciones en el láser mode locked de baja frecuencia, para investigar la calidad y estabilidad de la señal, variando las condiciones de operación del dispositivo tales como: corriente del amplificador, potencia de salida y regímenes de trabajo.

Finalmente presentamos las conclusiones obtenidas del trabajo de investigación y planteamos las líneas de trabajo de investigación futuras.

## Acrónimos

<b>Acrónimo</b>	<b>Término en ingles</b>	<b>Término en castellano</b>
BB	Building Block	Bloque funcional
CPM	Colliding Pulse Mode locked	Pulso colisionado en mode locked
DBR	Distributed Bragg Reflector	Reflector de Bragg distribuido
DFB	Distributed FeedBack	Realimentación distribuida
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing	Multiplexación densa por división de longitud de onda
EAM	Electro-Absorption Modulator	Modulador de electro-absorción
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificador de fibra dopada de erbio
EOM	Electro-Optic Modulator	Modulador electro-óptico
EOPM	Electro-Optic Phase Modulator	Modulador de fase electro-óptico
ESA	Electrical Spectrum Analyzer	Analizador de espectros eléctrico
FSR	Free Spectral Range	Rango spectral libre
FWHM	Full-Width at Half-Maximum	Ancho completo a media altura
GIP	Generic Integration Platforms	Plataforma de integración genérica
HML	Hybrid Mode Locked	Mode locked híbrido
IM	Intensity Modulator	Modulador de Intensidad
InP	Indium Phosphide	Fosforo de indio
ISO	Isolator	Aislador

ITU	International Telecommunications Union	Unión Internacional de Telecomunicaciones
LD	Laser Diode	Diodo láser
MIR	Multimode Interference Reflector	Reflector de interferencia multimodo
MLL	Mode Locked Laser	Láser mode locked
MLLD	Mode Locked Laser Diode	Diodo Láser mode locked
MMI	Multi-mode Interference Coupler	Acoplador de interferencia multimodo
MPW	Multi-Project Wafer	Wafer multi-proyecto
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulador Mach-Zehnder
MZI	Mach-Zehnder Interferometer	Interferómetro Mach-Zehnder
OFCG	Optical Frequency Comb Generator	Generador de peine de frecuencias Óptico
OC	Optical Circulator	Circulador óptico
OI	Optical Isolator	Aislador óptico
OSA	Optical Spectrum Analyzer	Analizador de espectros óptico
PD	Photodiode	Fotodiodo
PC	Polarization Control	Controlador de polarización
PM	Phase Modulator	Modulador de fase
PML	Passive Mode Locked	Mode locked pasivo
PS	Phase Shifter	Desplazador de fase
PIC	Photonic Integrated Circuit	Circuito Integrado Fotónico

RBW	Resolution Bandwidth	Ancho de banda de resolución
RF	Radio Frequency	Frecuencia de radio
SA	Saturable Absorber	Absorbente saturable
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificador óptico de Semiconductor
SOH	Silicon-Organic Hybrid modulator	Modulador híbrido orgánico-silicon
VBW	Video Bandwidth	Ancho de banda de video
WPS	Weak Waveguide with Phase control	Guía de onda pasiva con control de Fase



# Índice

Introducción.....	- 13 -
1.1.- Motivación de la investigación.....	- 14 -
1.2 Principios y características básicas de los peines de frecuencias ópticas. ....	- 19 -
1.2.1 Aplicaciones de los peines de frecuencias ópticas .....	- 23 -
1.3 Técnicas de generación de peines de frecuencias ópticas.....	- 24 -
1.3.1 Peine de frecuencias ópticas mediante moduladores en cascada.- .....	- 24 -
1.3.2 Peine de frecuencias ópticas mediante moduladores en anillo recirculante.- - 38 -	
1.3.3 Láseres mode-locked .....	- 41 -
1.4 Calidad de la señal en láseres mode locked.....	- 49 -
1.5.- Organización de la Tesis .....	- 56 -
1.6 Referencias.....	- 58 -
Peines de Frecuencias Ópticas mediante moduladores en anillo recirculante.....	- 65 -
2.1 Introducción.....	- 67 -
2.2 OFCG integrado.....	- 67 -
2.2.1 OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo (10 GHz).....	- 68 -
2.2.2 OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno (6.7 GHz). ....	- 70 -
2.2.3 Simulación del modulador de fase EOPM .....	- 71 -
2.2.4 Láser DBR semilla .....	- 73 -
2.3 Resultados de la caracterización experimental .....	- 75 -
2.3.1 Caracterización de la curva L-I del láser DBR semilla .....	- 77 -
2.3.2 Emisión de longitud de onda del láser DBR semilla .....	- 78 -
2.3.3 OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno .....	- 82 -
2.3.4 OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo.- 10 GHz.....	- 86 -

---

2.4	Conclusiones.-.....	- 91 -
2.5	Referencias.....	- 92 -
Peine de Frecuencias Ópticas mediante Láser Mode Locked Pasivo.....		- 95 -
3.1	Introducción .....	- 97 -
3.2	Diseño del Láser mode locked pasivo en configuración anillo .....	- 99 -
3.3	Resultados de la caracterización experimental .....	- 101 -
3.3.1	Caracterización de curva L-I .....	- 103 -
3.3.2	Peine de frecuencias óptico obtenido.- .....	- 107 -
3.3.3	Medición del ancho de pulso.-.....	- 109 -
3.3.4	Espectro eléctrico.- .....	- 110 -
3.4	Conclusiones .....	- 112 -
3.5	Referencias.....	- 113 -
Láser Mode Locked Pasivo e Híbrido de baja frecuencia.....		- 115 -
4.1	Introducción .....	- 117 -
4.2	Diseño de láser mode locked de baja frecuencia .....	- 120 -
4.2.1	Estructuras de baja frecuencia, en anillo .....	- 121 -
4.2.2	Estructuras de baja frecuencia, tipo Fabry Perot, con espejos MIR ...	- 124 -
4.3	Resultados de la caracterización experimental. ....	- 125 -
4.3.1	Caracterización de la curva L-I .....	- 127 -
4.3.2	Caracterización del amplificador de salida (boost) .....	- 128 -
4.4	Régimen mode locked pasivo (PML) .....	- 130 -
4.4.1	Espectro óptico .....	- 130 -
4.4.2	Ancho de pulso .....	- 131 -
4.4.3	Espectro eléctrico .....	- 132 -
4.4.4	Ruido de fase en régimen pasivo (PML).....	- 133 -
4.5	Régimen mode locked híbrido (HML) .....	- 134 -

---



---

4.5.1	Espectro óptico .....	- 135 -
4.5.2	Ancho del pulso .....	- 136 -
4.5.3	Espectro eléctrico .....	- 137 -
4.5.4	Amplificador de salida (boost).....	- 138 -
4.5.5	Ruido de fase en régimen híbrido (HML) .....	- 139 -
4.5.6	Ruido de fase en régimen HML aumentando la corriente de inyección del boost - 141 -	
4.5.7	Ruido de fase en régimen HML aumentando la potencia del EDFA .-	142 -
4.6	Conclusiones.....	- 144 -
4.7	Referencias.....	- 146 -
Conclusiones y trabajos futuros.....		- 149 -
5.1	Conclusiones Finales .....	- 151 -
5.2	Trabajos futuros .....	- 153 -
Lista de Publicaciones, base de este trabajo .....		- 155 -



# **Introducción**

## **1.1.- Motivación de la investigación**

---

El presente trabajo de investigación se ha desarrollado orientado a los objetivos del proyecto DIFRAGEOS (Desarrollos instrumentales fotónicos y de radiofrecuencia y aplicación a técnicas experimentales de Geodesia Espacial), financiado por la Consejería de Educación, Juventud y Deporte de la Comunidad de Madrid, (proyecto P2013/ICE-3004).

Uno de los objetivos del proyecto DIFRAGEOS es el desarrollo de circuitos integrados fotónicos para la generación y distribución de patrones de frecuencia y señales de calibración de alta calidad mediante técnicas fotónicas. Específicamente se pretende generar un peine de frecuencias eléctricas entre 2 GHz y 14 GHz, para calibrar el retardo de propagación de cada una de estas frecuencias cuando se propagan por una línea de transmisión. Esta guía conecta el receptor de antena con el centro en el que se encuentran los equipos de medida, según se muestra en la Figura 1.1. El peine eléctrico deberá estar separado 10 MHz y sus componentes tendrán bajo ruido de fase (orden de -100 dBc/Hz a un offset de 20 KHz), reducido jitter en el dominio del tiempo (<10 picosegundos) y estrecho ancho espectral (<20 KHz), que garantiza la calidad de la señal.

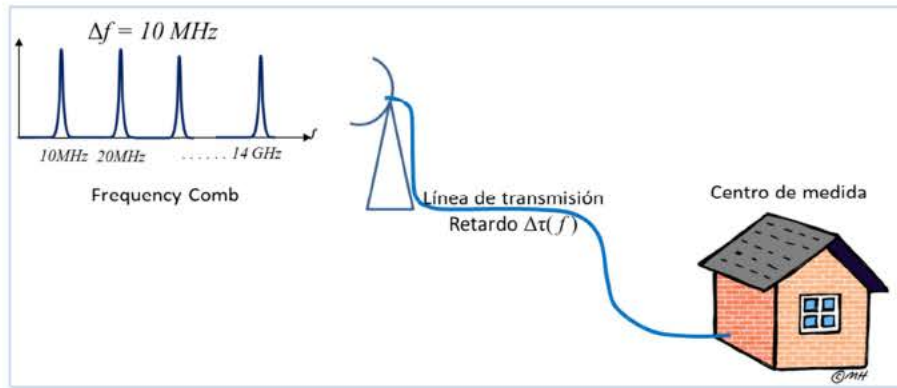


Figura 1.1. Calibración del retardo de propagación de cada frecuencia que se propaga por la línea de transmisión

El esquema de medida que se propone desarrollar es el mostrado en la Figura 1.2, cuyo elemento principal es un sistema fotónico, denominado peine de frecuencias óptico (mejor conocido como OFCG, acrónimo del inglés Optical Frequency Comb Generator). El sistema propuesto divide la señal óptica producida por el OFCG en dos, cada una con la mitad de potencia óptica. Una de las mitades se utiliza para iluminar un fotodiodo acoplado a la guía de ondas en la que se quiere caracterizar. La otra mitad, se transmite hasta el final de la línea de transmisión utilizando una fibra óptica, donde un segundo fotodiodo genera la misma señal, disponiendo por tanto de una réplica de la señal generada a la entrada de la guía. Por tanto, se puede comparar el desfase de la señal que se ha propagado por la guía de ondas frente a la que lo hizo a través de la fibra.

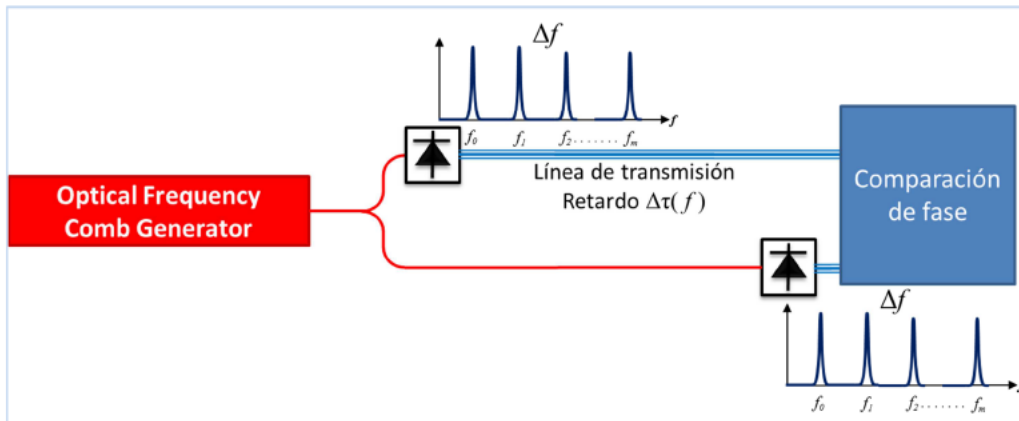


Figura 1.2. Circuito integrado fotónico que genera el peine de frecuencias.

Para la implementación del circuito integrado fotónico, debemos tener en cuenta que existen diferentes técnicas de generación de radiofrecuencia. Las técnicas fotónicas presentan una serie de ventajas frente a las electrónicas, entre las que se encuentra la posibilidad de utilizar fibra óptica para transportar la señal sin efectos de pérdidas (la pérdida de propagación en la fibra, a 1550 nm, es de 0.2 dB/Km) o con dispersión minimizada. Además, las técnicas fotónicas presentan ventajas adicionales [1], como la calidad de la señal generada que se manifiesta en bajo ruido de fase (-85 dBc/Hz a un offset de 10 KHz desde la portadora [2]) y estrecho ancho espectral eléctrico (menos de 200 KHz [3]).

Este trabajo se ha enfocado en el desarrollo de generadores de peine de frecuencias ópticas integrados basados en circuitos integrados fotónicos (PIC, de su denominación en inglés, Photonic Integrated Circuits), por sus múltiples ventajas como menor tamaño, mayor simplicidad en el ensamblaje, menor consumo de potencia, alta confiabilidad y mejor rendimiento porque se integran elementos activos y pasivos en el mismo chip. Además, se pueden utilizar plataformas genéricas de integración, en las que diferentes

circuitos fotónicos con un amplio rango de funcionalidades pueden ser construidos desde un número limitado de bloques estandarizados básicos (denominados “building blocks”), tales como amplificadores, moduladores, fotodiodos y componentes pasivos como guías de onda, acopladores, filtros y multiplexores. Los bloques estándares son provistos por las plataformas genéricas y utilizando software de diseño y simulación, se pueden crear nuevos circuitos. Después, los PICs provenientes de diferentes diseñadores, usando la misma plataforma genérica pueden compartir el proceso de fabricación común en una ronda denominada Multi-Project Wafer, con calidad confiable y reducción de costos. Además, los PICs diseñados pueden ser utilizados en otros proyectos o sistemas. [4]

En el transcurso de la investigación, se han caracterizado diferentes estructuras que implementan un OFCG fabricadas en PICs. Estudios realizados con anterioridad [5], nos ha dado la pauta para lograr el objetivo de generar el peine de 2 a 14 GHz. Nos hemos planteado realizar experimentación con varias estructuras buscando la solución más adecuada.

Primero trabajamos con moduladores en anillo recirculante, con diferentes estructuras: a) OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo; b) OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno y c) OFCG con modulador de fase, modulador de intensidad (MZM) y láser semilla interno.

Después desarrollamos un OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo monolíticamente integrado [6], cuyo diseño permite generar frecuencias ópticas espaciadas 10 GHz y que al no requerir fuente láser semilla, es comparativamente más ventajoso que el OFCG con moduladores en anillo recirculante.

Puesto que en láseres mode locked, el espaciamiento entre modos o líneas del peine es inversamente proporcional a la longitud de la cavidad, el siguiente paso de innovación para disminuir el espaciamiento entre modos es aumentar la longitud de la cavidad [7], logrando un OFCG para la generación de señales en el rango de 2 GHz y 14 GHz, con baja tasa de repetición de 2.7 GHz.



## 1.2 Principios y características básicas de los peines de frecuencias ópticas.

Un generador de peines de frecuencias ópticas (OFCG), es una fuente óptica que genera un gran número de longitudes de onda, equiespaciadas en frecuencia y de igual amplitud, idealmente estando todas ellas enganchadas en fase; es decir, sincronizadas.

El peine óptico en el dominio del tiempo es equivalente a un tren de pulsos con período ( $T$ ) y duración del pulso ( $\Delta\tau$ ), como se observa en la figura 1.3 (a) [8].

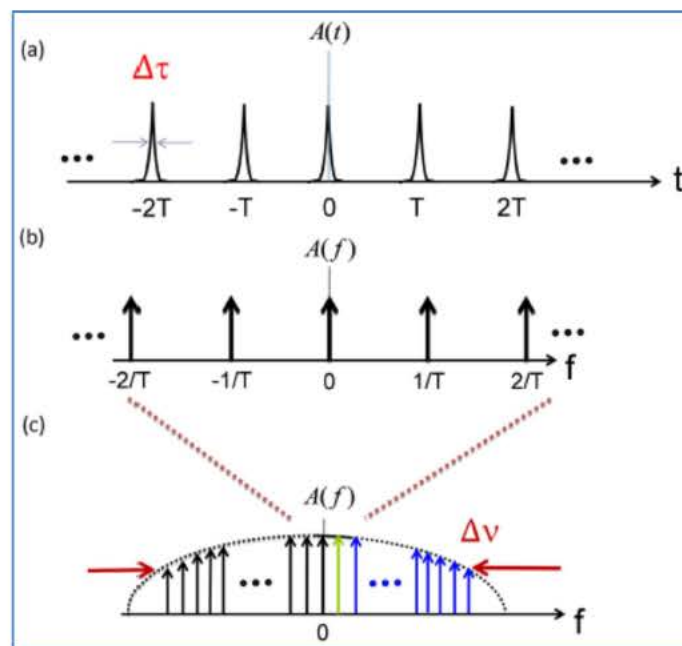


Figura 1.3. (a) Tren de pulsos con período ( $T$ ) y ancho de pulso ( $\Delta\tau$ ). (b) Transformada de Fourier del tren de pulsos.  $A(f)$  es la amplitud en el dominio de la frecuencia y es igual a la transformada de Fourier de  $A(t)$ . (c) El ancho de banda de la frecuencia de modulación ( $\Delta\nu$ ) es inversamente proporcional al ancho de pulso ( $\Delta\tau$ ). La línea verde es la frecuencia de modulación fundamental y las líneas azules son las frecuencias de modulación de orden superior [8].

La transformada de Fourier del tren de pulsos es un peine de funciones delta ( $\delta$ ) en el dominio de la frecuencia, siendo la tasa de repetición ( $f_p = 1/T$ ) el espaciamiento entre dos funciones ( $\delta$ ) adyacentes como se muestra en la figura 1.3 (b). El ancho de banda de la frecuencia de modulación ( $\Delta\nu$ ) es inversamente proporcional al ancho de pulso ( $\Delta\tau$ ), como se observa en la figura 1.3 (c).

El peine óptico se transforma en un peine eléctrico, mediante la conversión óptico-eléctrica de un fotodiodo. El peine óptico en el dominio del tiempo es equivalente a un tren de pulsos. Cuando incide sobre el fotodiodo, se forma un peine de pulsos eléctricos. Este tren de pulsos eléctricos es una serie periódica de componentes de Fourier (funciones  $\delta$ ), en el dominio de la frecuencia.

El peine de frecuencias ópticas tiene las siguientes características ([9], [10]):

a) Ancho de banda: es el rango espectral con longitudes de onda por encima de un determinado nivel. El ancho de banda del peine óptico puede ser medido a -3dB, -5dB, -10dB o -20 dB [6], como se observa en la Figura 1.4. Anchos de banda típicos obtenidos son de 5 – 10 nm @ -3 dB ([11], [6]).

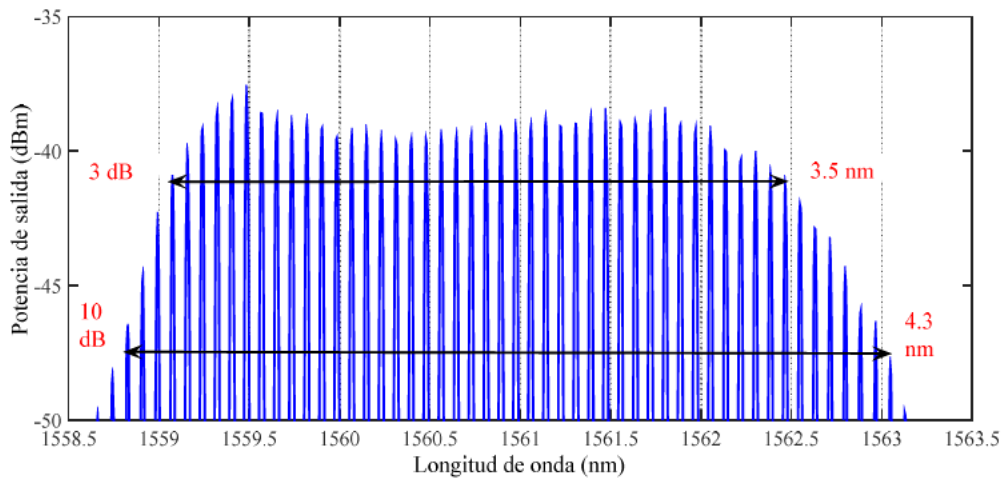


Figura 1.4. Peine óptico generado por un dispositivo láser. Se observa el ancho de banda de 3.5 nm @ -3dB y de 4.3 nm @ -10 dB.

b) Planitud del espectro (spectral flatness): es la máxima desviación de la intensidad entre los modos a un determinado nivel (ejemplo 1 dB [9]). La planitud se caracteriza por un número de líneas del peine cuya variación de amplitud es inferior al nivel establecido, como se observa por ejemplo en la Figura 1.5, una planitud de 35 líneas @ 1.7 dB.

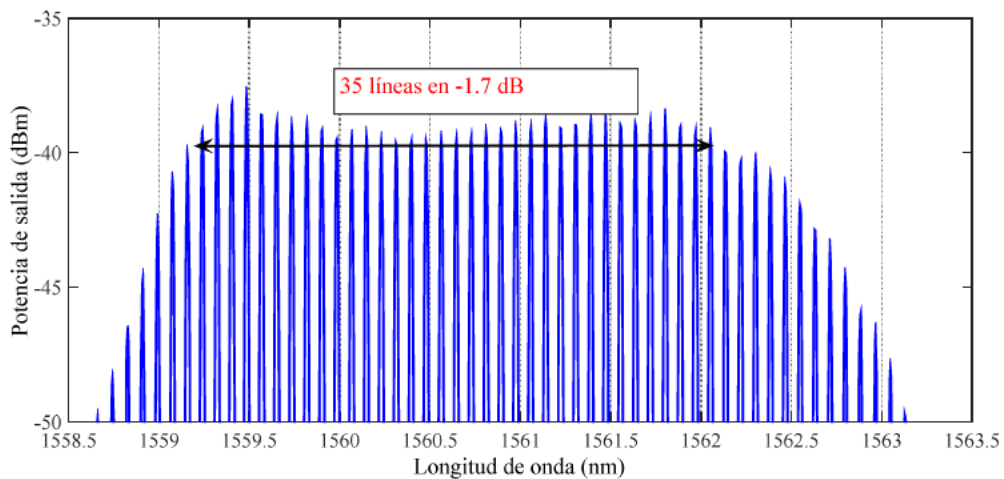


Figura 1.5. Planitud del peine óptico (35 líneas @ 1.7 dB).

c) Espaciamiento: es la diferencia en frecuencia entre dos modos o líneas adyacentes (por ejemplo 0.08 nm, equivalente a 10 GHz, como se observa en la Figura 1.6). En el peine óptico el espaciamiento entre modos es igual a la tasa de repetición del pulso óptico ( $f_p = 1/T$ ). Espaciamiento de frecuencias típicos logrados con OFCG son de (6-12.5 GHz [11]).

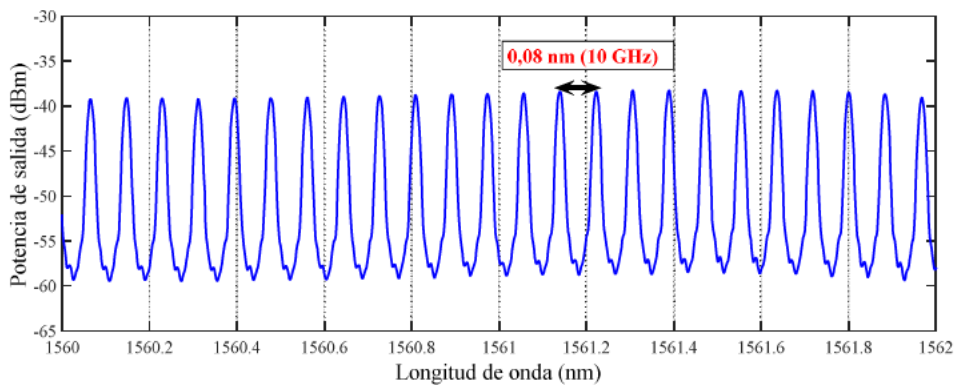


Figura 1.6. Espaciamiento entre líneas (0.08 nm), del peine óptico.

d) El ancho espectral (linewidth) de cada modo: definido típicamente como “el ancho máximo del espectro a la mitad de su potencia” (FWHM, Full Width Half Maximum) y también puede ser medido a -3 dB. El ensanchamiento del ancho espectral óptico de los modos está directamente relacionado con las variaciones temporales de los pulsos (jitter), debido a las fluctuaciones en el espaciamiento entre los modos. Además, el ancho espectral es función de la longitud de onda (o número de modo) [12]. Valores medidos típicos de este parámetro son de 10 a 60 MHz ([13], [14]), aunque también se han conseguido valores inferiores a 1 MHz [15].

### 1.2.1 Aplicaciones de los peines de frecuencias ópticas

Los OFCG tienen varios campos de aplicación. Son utilizados en comunicaciones ópticas como fuentes para transmisores en sistemas de multiplexación densa por división de longitud de onda (DWDM, Dense Wavelength Division Multiplexing) que explotan el gran ancho de banda de las fibras ópticas monomodo. [16], [17]. WDM es una técnica de transporte que multiplexa varias señales sobre una sola fibra óptica mediante portadoras ópticas de diferente longitud de onda, incrementando la capacidad de los enlaces. La ITU ha definido el estándar G.692 para DWDM [18]. Establece unas longitudes de onda o canales utilizables por los sistemas DWDM (la llamada ‘rejilla ITU’), en la banda de 1550 nm. Dicha rejilla se especifica en frecuencia con espaciados de 100 GHz (equivalente a unos 0,8 nm) y espaciados de 50 GHz para sistemas con mayor densidad de canales. Un solo peine de frecuencias, potencialmente reemplaza a múltiples fuentes individuales de láseres, optimizando los sistemas.

Los peines ópticos también se utilizan para la estabilización de la frecuencia de las señales de onda portadora para comunicaciones inalámbricas coherentes, generadas por heterodinaje óptico mediante la inyección directa del peine óptico en una fuente dual de longitud de onda, como se muestra en la figura 1.7 [19].

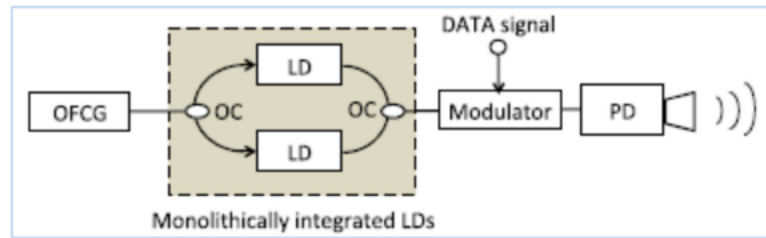


Figura 1.7. Transmisor inalámbrico fotónico coherente. OFCG: generador de peine óptico. LD: Diodo láser. PD: fotodiodo, OC: acoplador óptico. [19]

Los sistemas coherentes demandan características óptimas en las cualidades claves de los peines, tales como espectro plano (flatness), gran ancho de banda, igual espaciamiento de frecuencias y estrecho ancho espectral (linewidth) para cada línea del peine [20].

### 1.3 Técnicas de generación de peines de frecuencias ópticas

Las técnicas más utilizadas para generar peines de frecuencias ópticas (OFCG) son: a) moduladores en cascada, b) moduladores en anillo recirculante y c) Láseres mode-locked. En las siguientes subsecciones se describen los esquemas, elementos y características de estas técnicas.

#### 1.3.1 Peine de frecuencias ópticas mediante moduladores en cascada.-

Un modulador es un dispositivo que varía al menos parámetro de una onda portadora, de acuerdo con una señal que contiene información. El modulador óptico varía la amplitud o la fase de la señal emitida por el láser semiconductor para transportar información; en consecuencia el modulador óptico puede ser de amplitud o

de fase. En la figura 1.8 observamos el espectro a la salida del modulador de amplitud con la frecuencia de la señal portadora ( $f_c$ ) correspondiente a la del láser de entrada y sus dos bandas laterales, superior e inferior. En la figura 1.9 mostramos el espectro de salida del modulador de fase, con las bandas laterales en torno a la frecuencia central del láser.

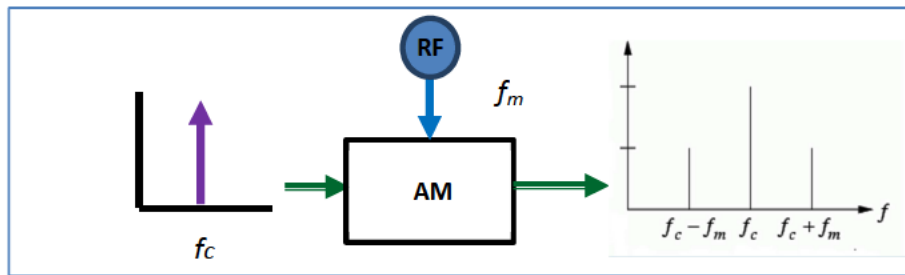


Figura 1.8. Modulador de amplitud.  $f_c$  frecuencia del láser,  $f_m$  frecuencia de modulación RF.

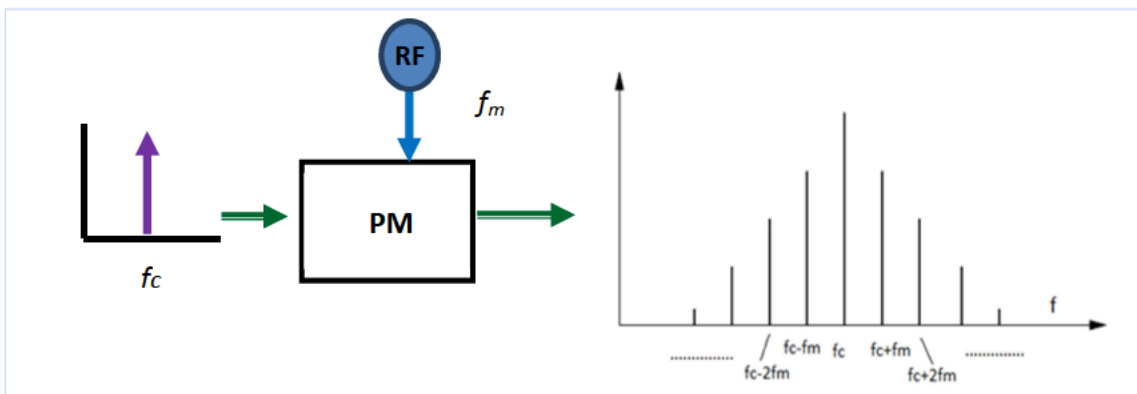


Figura 1.9. Modulador de fase.  $f_c$  frecuencia del láser,  $f_m$  frecuencia de modulación RF.

La modulación de amplitud puede ser implementada directamente modulando la corriente de polarización de las fuentes láser. El límite práctico para modulación directa de LDs de semiconductor es de 10 - 30 GHz ([21], [22]). Para frecuencias de

modulación superiores a 30 GHz, no es posible modular directamente el láser a causa del chirp de frecuencia (desplazamientos instantáneos en la frecuencia óptica portadora) y por el ruido de intensidad; en estos casos se utiliza modulador externo.

En cuanto a materiales, los moduladores de intensidad más ampliamente usados son: neobato de litio ( $\text{LiNbO}_3$ ), polímeros y semiconductores de la III – V familia, como GaAs e InP ([21], [22]).

Respecto a los efectos físicos que actúan en los materiales con los que se fabrican los moduladores, fundamentalmente se tienen dos categorías: 1) Efecto lineal electro-óptico (EO) y 2) Efecto de electro-absorción (EA) ([23], [24]).

### Efecto electro-óptico

Los moduladores de fase electro-ópticos (EOPM) se basan en el efecto de Pockel o electro-refracción, en el que el índice de refracción ( $n$ ) varía linealmente con el campo eléctrico aplicado ( $E$ ), como observamos en la figura 1.10 [25]. El resultado es el cambio de la fase óptica inducida en la señal óptica que atraviesa el modulador.

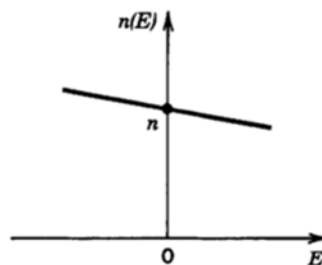


Figura 1.10. Variación del índice de refracción con el campo eléctrico en un modulador electro-óptico [25]



Los cambios en el índice de refracción ( $\Delta n$ ), vienen dados por la fórmula 1.1 [24] donde ( $r$ ) es el coeficiente electro-óptico del material y tiene valores en el orden de  $10^{-10}$  y  $10^{-12}$  metros/voltios (1-100 pm/v).

$$\Delta n = -\frac{1}{2}n^3rE \quad (1.1)$$

Cuando un rayo de luz atraviesa un material electro-óptico de longitud ( $L$ ) como el que se muestra en la figura 1.11, al que se le aplica un campo eléctrico ( $E$ ) perpendicular a la dirección de propagación de la luz (con longitud de onda  $\lambda$ ), tiene un desplazamiento de fase ( $\Delta\phi$ ), dado por la fórmula 1.2 [25]

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta nL \quad (1.2)$$

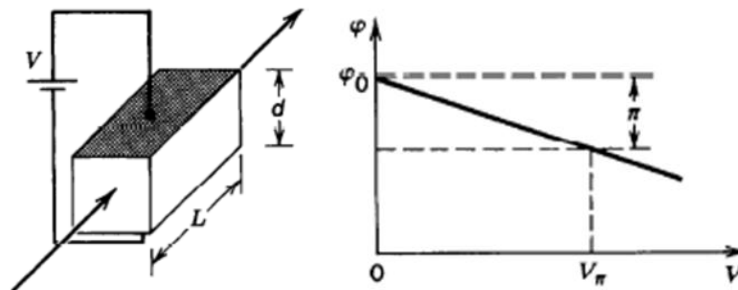


Figura 1.11. Modulador electro-óptico transversal [25]

Tomando en cuenta que  $E=V/d$ , siendo ( $V$ ) el voltaje aplicado y ( $d$ ) la separación entre los electrodos; se puede modular la fase de una onda óptica variando el voltaje que se aplica al material, por el que atraviesa la luz. Un importante parámetro del modulador EOPM es el *voltaje de media onda* ( $V_\pi$ ), que es el voltaje necesario para producir un desplazamiento de fase de  $\pi$  radianes y su valor viene dado por la fórmula 1.3 [25]

$$V_{\pi} = \frac{\lambda d}{rn^3L} \quad (1.3)$$

Además, la relación entre el cambio de fase ( $\Delta\varphi$ ) y el voltaje aplicado ( $V$ ) se establece conforme a la expresión 1.4 [25], en donde ( $\varphi_0$ ) es la fase inicial.

$$\Delta\varphi = \varphi_0 - \pi \frac{V}{V_{\pi}} \quad (1.4)$$

De las expresiones 1.3 y 1.4 se concluye que el parámetro  $V_{\pi}$  depende de las características del material ( $n$ ,  $r$ ) y de la relación entre  $d/L$ . Lógicamente  $V_{\pi} * L$  se reduce si la distancia entre los contactos ( $d$ ) disminuye. Como el objetivo es trabajar con voltajes pequeños, la forma más conveniente es usar guías de onda y dispositivos ópticos integrados en los que el ancho de la guía es más pequeño que su longitud ( $d \ll L$ ) y los voltajes de operación son unos pocos voltios. Por ejemplo, en moduladores de fase basados en guías de onda con sustratos de InP, el valor típico de  $V_{\pi} * L$  es 14 V\*mm.

Muchas de las aplicaciones fotónicas requieren no sólo modulación de fase, sino también de amplitud [24], en la que la aplicación de un voltaje externo produce un cambio de potencia. Los moduladores de amplitud electro-ópticos son dispositivos muy populares que se usan en sistemas de comunicaciones ópticas de alta velocidad y en aplicaciones fotónicas analógicas [26].

La modulación de amplitud mediante efecto EO, usualmente se consigue usando un modulador Mach Zehnder (MZM). El MZM según se muestra en la figura 1.12 divide la señal óptica en dos caminos, en uno de los cuales se produce un cambio de fase en

respuesta a un campo eléctrico aplicado y en el puerto de salida, mediante un acoplador óptico, la luz de los dos brazos del MZM se combina nuevamente. Por lo tanto, el MZM realiza la conversión de modulación de fase a modulación de intensidad.

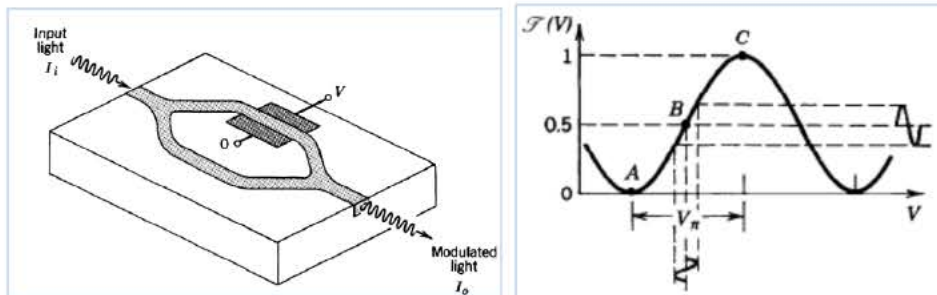


Figura 1.12. Modificador en configuración Mach Zehnder (MZM) y función de transferencia del MZM. Operando en una región cercana al punto B, el dispositivo funciona como modificador de intensidad lineal. [25].

La función de transferencia del MZM ( $\mathfrak{J}(V)$ ) relaciona la intensidad de salida ( $I_o$ ) respecto de la intensidad incidente ( $I_i$ ). Es una función del voltaje aplicado en uno de los brazos del MZM y viene dado por la expresión 1.5 [25].

$$\mathfrak{J}(V) = \cos^2\left(\frac{\varphi_0}{2} - \frac{\pi V}{2V_\pi}\right) \quad (1.5)$$

Siendo ( $\varphi_0$ ), una constante de fase y ( $V_\pi$ ) el voltaje de media onda. El dispositivo funciona como modificador de intensidad lineal, cuando opera en la región aproximadamente lineal, cuando  $\mathfrak{J}(V) = 0.5$

Por lo tanto la configuración de MZI realiza la conversión de modulación de fase a modulación de intensidad. Cada modificador de fase tiene dos puntos de contactos: uno para la polarización DC y el otro para inyectar la señal modulante RF. Dependiendo de

la aplicación se pueden tener diversas estructuras de MZM: con un solo modulador de fase en uno de los brazos, con dos moduladores de fase, con dos uniones tipo Y, con dos acopladores direccionales o con acoplador direccional y unión Y combinados [26]

Las ventajas de los moduladores electro-ópticos basados en  $\text{LiNbO}_3$  son sus anchos de banda de hasta 105 GHz y bajo chirp. La desventaja es su gran tamaño (en el rango de los cm), altas pérdidas de inserción (6 dB) y al igual que los moduladores fabricados con polímeros, no pueden ser integrados con elementos activos. Las ventajas de los moduladores electroópticos, fabricados con materiales semiconductores de InP son su tamaño pequeño, facilidad de integración, tasa de bits de hasta 40 Gb/s y bajos voltajes de polarización [22].

### **Efecto de electro-absorción**

Respecto al efecto de electro-absorción (EA), éste ocurre cuando se produce un cambio en el coeficiente de absorción del material semiconductor en respuesta al campo eléctrico aplicado. Las señales ópticas que atraviesan el modulador EA de amplitud son absorbidas en proporción al campo aplicado y son moduladas en amplitud directamente. El efecto EA se conoce como Franz-Keldysh en materiales de grandes dimensiones y QCSE (Quantum Confined Stark Effect) en materiales multi-quantum well ([23],[24]). Los moduladores de electro-absorción (EAM) fabricados en InP tienen ventajas y desventajas. Las ventajas son el bajo voltaje de modulación ( $< 3\text{V}$ ), alta velocidad de conmutación, pequeño tamaño y posibilidad de integración con dispositivos activos como láseres, SOAs o fotodiodos, en contraste con moduladores de grandes

dimensiones como los de  $\text{LiNbO}_3$ , por ejemplo. Las desventajas de los EAM son el chirp y altas pérdidas de inserción (5 dB) [22].

### **Esquemas de modulación**

Respecto a los esquemas de modulación, existen esquemas con moduladores ópticos de amplitud [27] y con moduladores ópticos de fase [28]. La diferencia principal en el uso de estos dos tipos de moduladores es que el modulador de intensidad permite controlar la amplitud de las bandas laterales, para obtener un espectro plano. En cambio con los moduladores de fase, no necesariamente se logra la ecualización de las amplitudes de los modos, ya que su función únicamente es expandir las bandas laterales, pero su potencia decrece rápidamente en los modos superiores [29]

### **OFCG con modulador de fase electro-óptico**

Este OFCG es conformado con un solo modulador EOPM colocado dentro de una cavidad Fabry-Perot con espejos de bajas pérdidas y alta reflectividad, como observamos en la figura 1.13 [30]. El láser de onda continua (CW) con longitud de onda ( $\lambda_{cw}$ ) es modulado en fase a la frecuencia ( $f_m$ ) por el EOPM. Mientras la luz hace múltiples viajes de ida y vuelta en el interior de la cavidad, se generan bandas laterales denominadas peine de frecuencias ópticas. En el dominio del tiempo, el peine óptico consiste de un set de dos trenes de pulsos intercalados a la tasa de repetición de ( $f_m$ ).

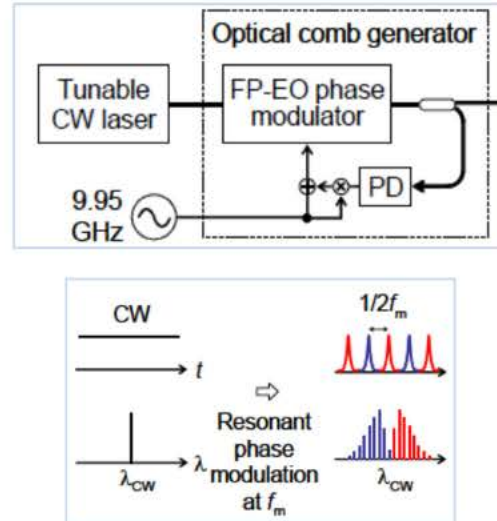


Figura 1.13. OFCG conformado por un EOPM colocado en una cavidad Fabry-Perot (FP-EO). Se observa el espectro de salida y los pulsos en el dominio del tiempo. Contiene además un esquema de enganchado (servo-locking), para controlar la longitud de la cavidad, de manera que una de las longitudes de onda de los modos sea igual a  $\lambda_{CW}$  y sintonizar la longitud de onda central al tren de pulsos ópticos. PD: fotodiodo [30].

La potencia de la  $n$ -ésima banda lateral ( $P_n$ ) del OFCG es según la expresión 1.6 [31].

$$P_n = \eta \left( \frac{\pi}{2mF} \right)^2 \exp\left(-\frac{|n|\pi}{mF}\right) P_{in} \quad (1.6)$$

Donde,  $\eta$ ,  $m$ ,  $F$  y  $P_{in}$  son la eficiencia de la cavidad Fabry-Perot, el índice de modulación, el finesse de la cavidad óptica y la potencia del láser de entrada, respectivamente. Si se reducen las pérdidas de la cavidad, la eficiencia y el finesse se incrementan y por lo tanto el valor de ( $P_n$ ) también aumenta.

Por otra parte, el índice de modulación de fase se determina a través de la expresión  $|J_1(m)/J_0(m)|^2$ , para la razón de la intensidad de la primera banda lateral respecto a la portadora; donde  $J_1(x)$  y  $J_0(x)$  son las funciones de Bessel de primera clase de orden 1 y 0, respectivamente [32]. Por lo tanto la intensidad de cada modo es gobernado por las

funciones de Bessel de diferente orden y por ello es difícil generar un peine óptico totalmente plano usando un solo modulador EOPM [27].

### OFCG con modulador de amplitud (MZM)

En el OFCG un láser de entrada de onda continua (CW) es modulado bajo el principio electro-óptico, con una señal de radiofrecuencia (rf) usando el modulador de amplitud (MZM), como se muestra en la figura 1.14 [27].

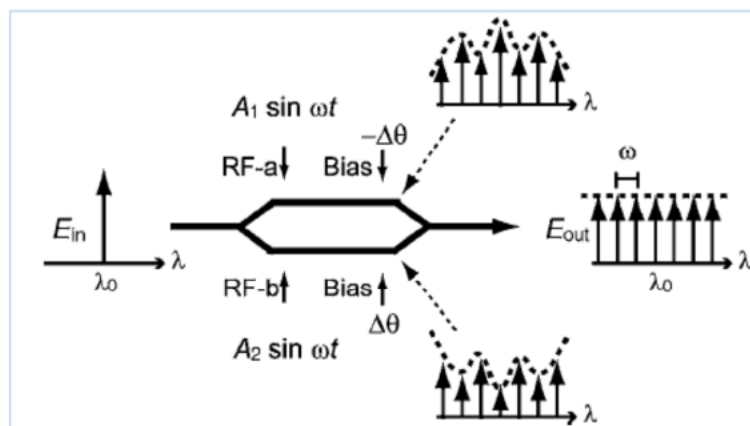


Figura 1.14. OFCG usando un modulador MZM. El espectro de salida depende de la forma en que se polarizan los brazos superior e inferior del MZM [27].

Son generadas componentes de frecuencia de banda lateral de orden superior (con respecto a la luz de entrada CW), con igual espaciamiento espectral a ambos lados de la componente fundamental. El número de las componentes de la banda lateral depende de la potencia RF. Por lo tanto, el ancho de banda del peine óptico depende de la potencia y de la frecuencia de la señal RF. Para obtener un espectro plano se aplica la condición 1.7 [27]:

$$\Delta A \pm \Delta \theta = \pi/2 \quad (1.7)$$

Donde:  $\Delta A$  es la mitad de la diferencia entre las amplitudes de las señales (rf) que ingresan en el brazo superior e inferior del MZM y  $\Delta \theta$  es la mitad de la diferencia de las fases ópticas de estas señales. Además, se debe cumplir que la diferencia de polarización DC entre ambos brazos es  $2\Delta \theta$ .

### **OFCG con dos moduladores de fase electro-óptico**

Al aumentar el número de moduladores de fase, se incrementa el número de líneas del OFCG y con este objetivo se pueden utilizar dos moduladores en fase para generar el peine óptico [33]. En la figura 1.15 se muestra el esquema de un OFCG que utiliza dos moduladores de fase PM1 y PM2 [34]. El sintetizador genera una señal RF de 16.6 GHz e ingresa a los moduladores y su frecuencia será la separación entre los modos del OFCG. También se requiere un phase shifter eléctrico ( $\Delta \theta$ ), que sincroniza las señales y compensa el desfase que por variaciones térmicas se da en los moduladores. En este caso particular la salida es un peine óptico de 12 líneas, que tiene bandas laterales en torno a la longitud de onda central del láser de entrada. Por tanto el peine obtenido tiene un ancho de banda de 1.6 nm (200 GHz) @ -30 dB.



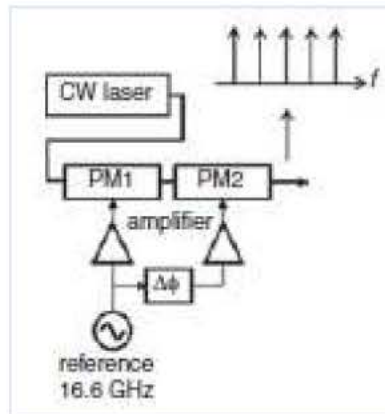


Figura 1.15. OFCG con moduladores de fase (PM1 y PM2).- CW: láser de onda continua [34]

### OFCG híbrido con un modulador de fase electro-óptico y un modulador de amplitud

Cuando se quiere mantener una eculización de amplitudes en el peine generado (planitud del espectro), se tienen diferentes esquemas. Uno de ellos es un esquema híbrido combinando un modulador de intensidad (MZM) con un modulador de fase electro-óptico de  $\text{LiNbO}_3$  (EOPM), como el que se muestra en la figura 1.16 [29].

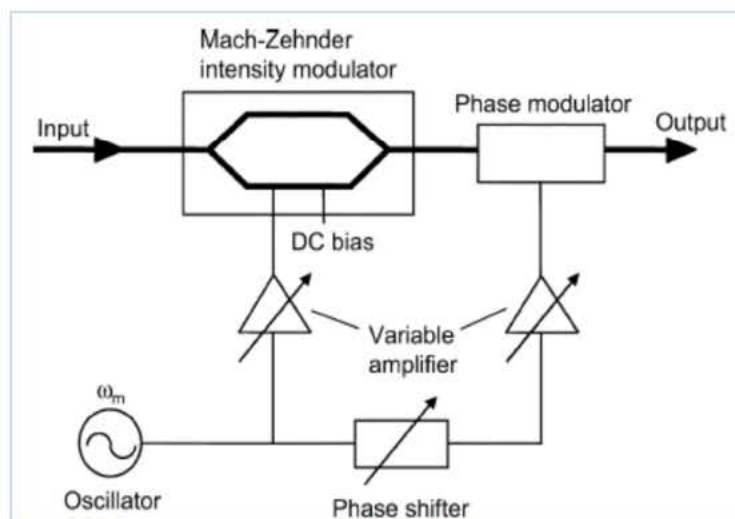


Figura 1.16. OFCG con modulador de intensidad y de fase [29]

---

Este OFCG además de los dos moduladores tiene un sintetizador RF, un desfasador eléctrico (phase shifter) y amplificadores eléctricos de ganancia variable. La luz de entrada de una sola longitud de onda, es modulada en los moduladores por las señales eléctricas sinusoidales generadas desde el sintetizador.

Si representamos el campo eléctrico de la luz de entrada como  $E_{in}$ . El campo eléctrico de salida,  $E_{out}(t)$  es [29]:

$$E_{out}(t) = E_{in} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\alpha \cdot \text{sen}\omega_m t - \frac{\pi}{2}\gamma\right) \quad (1.7)$$

$$\times \exp\left\{i\left(\theta \frac{\pi}{4}\alpha + \frac{\pi}{2}\beta\right) \text{sen}\omega_m t - i\theta \frac{\pi}{2}\gamma\right\}$$

Donde,  $\omega_m$  es la frecuencia angular de la señal eléctrica sinusoidal,  $\alpha$  y  $\beta$ , son los voltajes eléctricos normalizados respecto al voltaje de media onda ( $V\pi$ ) de los moduladores MZM y EOPM, respectivamente;  $\theta$ , es el parámetro de “chirp” del MZM determinado experimentalmente y  $\gamma$ , es el voltaje DC normalizado respecto al  $V\pi$  que se aplica en el MZM.

El nivel de desviación de intensidad entre los modos que se requiere, se determina por la variación de  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$ , que se aplican en los moduladores; por ello se utilizan los amplificadores de ganancia variable, para ajustar los voltajes y conseguir la mejor desviación de intensidad.

En este esquema, el sintetizador genera una señal RF de 12.5 GHz; frecuencia que corresponde a la separación entre los modos del OFCG. En este esquema particular se obtiene un peine óptico de 8 líneas @ -3dB (equivalente a un ancho de banda de 100

GHz, con una desviación de intensidad máxima entre modos de 2 dB). El número de líneas depende de la potencia de la señal RF inyectada en los moduladores.

Las ventajas de la técnica de generación de peines mediante moduladores en cascada es la excelente planitud que se consigue (29 líneas @ 1.5 dB [33]) y que el espaciamiento entre modos depende de la frecuencia del generador, y es por tanto sintonizable. Las desventajas son las grandes pérdidas de inserción del modulador, el reducido ancho de banda (1.6 nm @-30 dB [34]), así como que requieren un láser para producir la longitud de onda que se modula (láser semilla).

En la tabla 1.1 se presentan los parámetros de peines ópticos medidos en diversas estructuras con moduladores en cascada. Podemos observar que se logran bajos anchos de banda (1.6 nm @-30 dB [34]), bajo espaciamiento entre modos (<25 GHz) y planitud excelente (38 líneas @ 1 dB [9]). Con moduladores de intensidad se tienen valores de desviación de intensidad inferiores a 1 dB [35].

En cuanto a la geometría, las configuraciones con uno o varios moduladores ópticos puede ser lineal como los descritos en esta sección [29], [34] o en anillo [36]; y respecto a la implementación, hay dos tipos de implementaciones: peines de frecuencia con anillo de fibra óptica [37] y peines ópticos con semiconductores (circuitos integrados fotónicos) [5], que se describen en la siguiente sección 1.3.2.

Estructura	Ancho de banda del peine				Espaciamiento entre líneas	Planitud del espectro	Ref
	1 dB	3 dB	6 dB	10 dB			
Seed+IM				230 GHz	10 GHz	11 líneas @ <1.1 dB	[27]
Seed+IM		125 GHz			12.5 GHz	9 líneas @ <1 dB	[35]
Seed + IM				175 GHz	25 GHz	7 líneas @ <10 dB	[38]
Seed+IM+PM	380 GHz				10 GHz	38 líneas @ 1dB	[9]
Seed+IM+PM		100 GHz			12.5 GHz	9 líneas @ 2 dB	[29]
Seed+IM+PM		290 GHz			9.5 - 10 GHz	29 líneas @ 1.5 dB	[33]
Seed+PM+PM				1.6 nm (200 GHz), @ -30 dB	16.6 GHz	No	[34]
Seed+PM+PM		525 GHz			25 GHz	21 líneas @ <3 dB	[28]

**Tabla 1.1: Parámetros fundamentales de peines ópticos, generados con moduladores en cascada.- Seed: láser semilla, IM: modulador de intensidad, PM: modulador de fase, no: no medido**

### 1.3.2 Peine de frecuencias ópticas mediante moduladores en anillo recirculante.-

En esta estructura el peine de frecuencias óptico se origina recirculando la longitud de onda de una fuente óptica semilla a través de un modulador de fase alimentado por un oscilador de radiofrecuencia (RF), generando bandas laterales alrededor de la semilla. Al recircular la salida, se crean nuevas bandas laterales alrededor de las ya generadas. La estructura básica de este peine óptico que se muestra en la Figura 1.17 [16][36], incluye los siguientes elementos:

a) Un modulador de fase (PM: phase modulator) que modula la luz de entrada para generar bandas laterales. La frecuencia de modulación aplicada a este modulador es importante ya que debe coincidir con el espaciamiento de modos en el resonador anillo, lo que determina el espaciamiento del peine óptico.

b) Una zona de ganancia proporcionada por la fibra dopada con erbio y acoplada con un sistema WDM a un láser de bombeo; y

c) Un acoplador a 3 dB para acoplar la señal de referencia del láser de entrada y la que circula por el anillo.

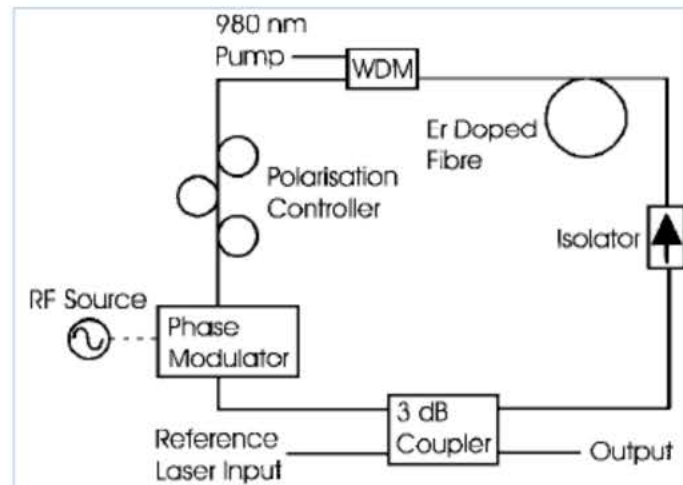


Figura 1.17. OFCG en anillo. La longitud de onda de una fuente óptica de entrada, recircula en el anillo y es modulada por la señal RF que alimenta al generador RF. La zona de ganancia es proporcionada por la fibra dopada con erbio. La señal de entrada y la del anillo son acopladas por el coupler de 3 dB [16]

Experimentalmente se ha demostrado [17][37], que la generación de peines basados en anillo de fibra óptica tienen gran ancho de banda ( $> 1\text{THz}$ ) y pueden ser sintonizables en cuanto al espaciamiento entre modos en pasos de MHz (6 a 12 GHz, en

pasos de 12.5 MHz [39] ), insertando en el interior del anillo una línea de retardo óptico ajustable (delay line) que permite una fina sintonización de la longitud de la cavidad. Sin embargo, sus desventajas son que se trata de estructuras discretas de grandes dimensiones, la longitud de la fibra que se necesita (decenas de metros [11]) y las variaciones térmicas que influyen en el dispositivo.

### OFCG con modulador en anillo circulante en PIC

La mayor parte de las implementaciones de esta estructura de OFCG en anillo circulante son en fibra óptica, y muy recientemente se han comenzado a implementar en circuitos integrados fotónicos (PIC). Un ejemplo basado en InP se muestra en la Figura 1.18 [5], cuyos elementos están integrados en un solo chip.

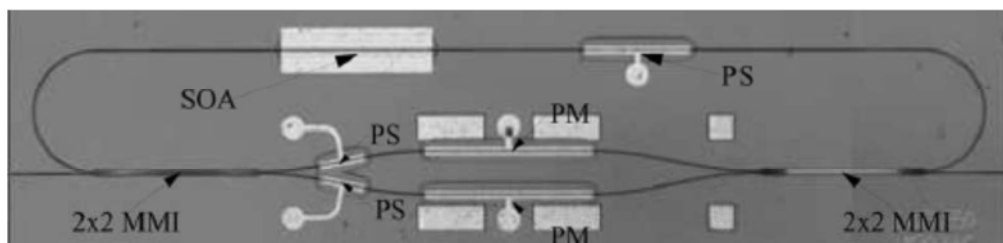


Figura 1.18. Circuito Integrado Fotónico (PIC) para implementar OFCG. SOA: amplificador óptico, PS: desfaseador, PM: modulador de fase, MMI: acoplador [5]

Como novedad adicional de esta estructura, incorpora un interferómetro Mach-Zehnder, con moduladores de fase en cada uno de sus brazos, insertado en el lazo amplificado para modular el láser de entrada. El peine óptico obtenido tiene un amplio rango de sintonización de la longitud de onda central (80 nm) [5].

En la tabla 1.2 se presentan los parámetros de peines ópticos medidos en diversas estructuras con moduladores en anillo recirculante. Podemos observar que para el caso de anillos con fibra óptica se logran grandes anchos de banda (16 nm @-10 dB [11]).

Estructura	Ancho de banda del peine				Espaciamiento entre líneas	Ancho de línea (FWHM)	Ref
	1 dB	3 dB	6 dB	10 dB			
seed+PM / fibra óptica				14.8 nm (1.8 THz), @ 40 dB	18 GHz	No	[16]
seed+PM / fibra óptica		5nm	8nm (1 THz)		6 - 12.5 GHz, (sintonizable en pasos de 12.5 MHz)	No	[11]
seed+PM / fibra óptica				16 nm (2 THz)	6 - 12 GHz, (sintonizable en pasos de 12.5 MHz)	< 10 KHz	[39]
seed+MZI / PIC				0.64 nm (80GHz)	10 GHz	500 KHz	[5]

**Tabla 1.2: Parámetros fundamentales de peines ópticos, generados con moduladores en anillo recirculante.- Seed: láser semilla, PM: modulador de fase, MZI: Interferómetro Mach Zehnder.- No: no medido**

### 1.3.3 Láseres mode-locked

Mode locking es una técnica que permite generar en el interior de una cavidad resonante un tren periódico de pulsos con período ( $\tau$ ) según la fórmula 1.8, y representa el tiempo de ida y vuelta del pulso (round trip time) en el interior de la cavidad. (Se asume que el índice de refracción del medio,  $n$  es 1). [40]

$$\tau = \frac{2L}{c} = \frac{2\pi}{\Omega} \quad (1.8)$$

Donde:  $L$  es la longitud de la cavidad,  $c$  es la velocidad de la luz, y  $\Omega$  es el espaciado entre modos (free spectral range), en frecuencia angular. La intensidad de campo,  $E(t)$ , en el resonador óptico es de la forma:

$$E(t) = \sum_1^m C_m \cdot \exp\{i[(\omega_0 + m\Omega)t + \phi_m]\} \quad (1.9)$$

Donde:  $C_m$  es la amplitud del  $m$ -ésimo modo,  $\phi_m$  es la fase de cada modo,  $\omega_0$  es la frecuencia de oscilación central de uno de los modos. La intensidad de campo a un tiempo  $(t + \tau)$ ,  $E(t + \tau)$ , es idéntica a  $E(t)$ , excepto por un factor de fase constante.

$$E(t + \tau) = E(t) \cdot \exp(i2\pi \omega_0 / \Omega) \quad (1.10)$$

La propiedad periódica de  $E(t)$  depende de que los modos estén igualmente espaciados y que las fases  $\phi_m$  sean fijas. En láseres típicos, las fases de los modos varían en forma aleatoria con el tiempo. Esto causa que la intensidad de la salida del láser fluctúe aleatoriamente y se reduzca su utilidad en aplicaciones donde la coherencia temporal es importante. Estas fluctuaciones son por la interferencia entre modos y no a causa de las fluctuaciones de intensidad de los modos individuales. El mode locking se consigue cuando las fases de los modos,  $\phi_m$  mantienen sus valores relativos (idealmente cero), de modo que todos ellos oscilen en fase y de esta manera se tienen sistemas coherentes.



Si se asume que las fases individuales de los modos son iguales a cero ( $\phi_m = 0$ ) y que hay N modos oscilando con igual amplitud ( $C_m = \frac{1}{\sqrt{N}}$ ), se tiene que la intensidad de campo es [40]:

$$E(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp\{i[(\omega_0 + (N + 1) \Omega/2)t]\} \cdot \frac{\text{sen}(N\Omega t/2)}{\text{sen}(\Omega t/2)} \quad (1.11)$$

La potencia promedio de salida del láser es proporcional a  $E(t)E^*(t)$  (el asterisco indica la compleja conjugada) y está dado por la fórmula 1.12 [40]:

$$P(t) \propto \frac{1}{N} \frac{\text{sen}^2(N\Omega t/2)}{\text{sen}^2(\Omega t/2)} \quad (1.12)$$

De esta última ecuación 1.12 se extraen las siguientes propiedades analíticas de  $P(t)$ :

- La potencia es emitida en forma de un tren de pulsos, con un período  $\tau = 2L/c$
- La potencia pico es igual a N veces la potencia promedio, siendo N el número de modos enganchados.
- La amplitud de campo pico es igual a N veces la amplitud de un solo modo.
- La duración de los pulsos es  $\tau_0 = \frac{\tau}{N} = \frac{2L}{cN}$  y aproximadamente igual al FWHM de los picos principales de  $P(t)$  (para  $N \gg 1$ ), como se muestra en la figura 1.19, siendo  $I(t)$ , la intensidad óptica, en función del tiempo.

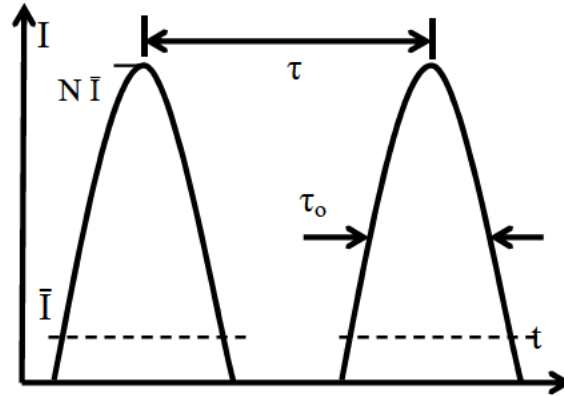


Figura 1.19. Intensidad óptica (I) del tren periódico de pulsos

El número de modos que oscilan es:  $N \cong \Delta\omega/\Omega$ , es decir la relación entre el ancho de banda de ganancia y el espaciamiento en frecuencia angular entre los modos. Considerando que  $\tau = 2\pi/\Omega$ , se tiene [40]:

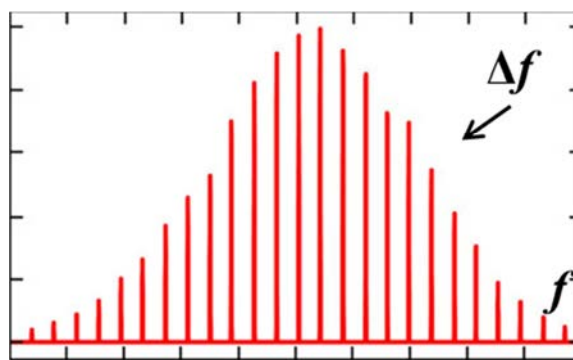
$$\tau_o = \frac{\tau}{N} = \frac{2\pi}{\Delta\omega} = \frac{1}{\Delta\nu} \quad (1.13)$$

Donde,  $\Delta\nu$  es el ancho espectral (linewidth) de la ganancia. Por tanto la duración del pulso en láseres mode-locked es inversamente proporcional al ancho espectral de la ganancia. Puesto que  $\Delta\nu$  puede ser grande, se pueden generar pulsos muy estrechos (en el orden de ps y femtosegundos).

En resumen, la salida del láser mode locked consiste de cortos pulsos separados por un período de tiempo  $\tau = 2L/c$ . La duración total de los pulsos es  $\tau_o = 2L/cN$ . El pulso tiene una potencia pico igual a N veces el promedio o aproximadamente, N veces la potencia del mismo láser con modos desacoplados. Una síntesis de las propiedades del tren de pulsos de láser mode-locked, se indica en la Tabla 1.3 [25]

Parámetro	Fórmula	Parámetro	Fórmula
Período temporal	$\tau = \frac{2L}{c}$	Duración del pulso	$\tau_o = \frac{\tau}{N} = \frac{1}{\Delta\nu}$
Intensidad promedio	$\bar{I}$	Intensidad pico	$\bar{I}_p = N \bar{I}$

Tabla 1.3 : Parámetros de un tren de pulsos mode-locked

Figura 1.20. Espectro óptico de salida de un láser mode locked, con igual separación entre modos ( $\Delta f$ ).

Por lo tanto los láseres pulsados son otra técnica de generación de peines, en los cuales su espectro está compuesto por un gran número de modos ópticos enganchados en fase, como observamos en la figura 1.20 de tal forma que la intensidad óptica de salida son pulsos cortos de luz. Cuanto menor sea la duración del pulso, mayor número de frecuencias ópticas se generan. Su ventaja principal es que no necesitan una longitud de onda semilla para generar el peine.

Como este trabajo trata de integración monolítica, hemos experimentado con estructuras de láseres de semiconductor enganchados en fase (mode-locked laser diodes, MLLDs). Para que un MLLD opere en régimen pulsado mode-locking es necesario incluir en la cavidad dos secciones distintas. Por un lado, el medio activo semiconductor

(SOA) para generar luz, y por otro, el absorbente saturable (SA), que es el elemento que permite enganchar los modos ópticos en fase. La estructura más básica de MLLD se muestra en la Figura 1.21 [41].

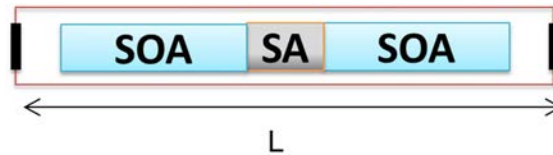


Figura 1.21. Láser mode-locked en configuración lineal. SOA: amplificador óptico, SA: absorbente saturable, L: longitud de la cavidad

Los láseres MLLD generan un gran número de longitudes de onda enganchadas en fase, por lo que en el dominio del tiempo la señal es un tren de pulsos. La frecuencia de repetición,  $f_{RP}$ , es el inverso del tiempo de espaciamento entre pulsos, o periodo fundamental del tren de pulsos como se muestra en la Figura 1.22. Cuando el tren de pulsos se hace incidir sobre un fotodiodo, la señal eléctrica que genera es otro tren de pulsos que en frecuencia se corresponde con un peine de frecuencias cuyo armónico fundamental se encuentra a la frecuencia de repetición, generándose también sus armónicos superiores.

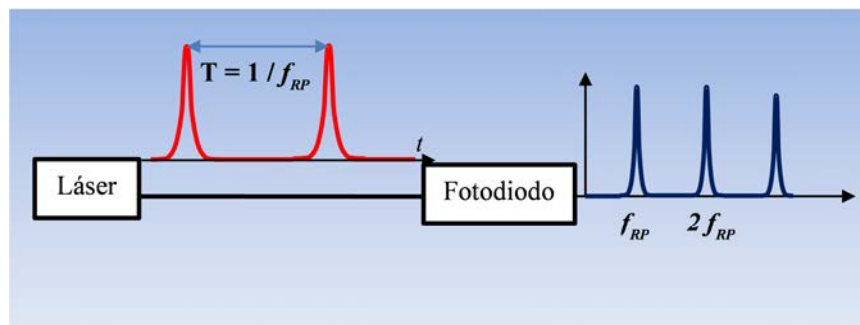


Figura 1.22. Generación de señal basado en fuentes pulsadas [1]

La frecuencia de repetición,  $f_{RP}$ , de estos dispositivos depende fundamentalmente de la longitud del resonador óptico ( $L_{res}$ ), así como del índice de refracción de grupo ( $n$ ) y el número de pulsos generados en el interior del dispositivo ( $N$ ), conforme a la fórmula 1.14 en donde ( $c$ ) es la velocidad de la luz [42].

$$f_{RP} = N \frac{c}{2nL_{res}} \quad (1.14)$$

### Regímenes de operación de láseres mode-locked.

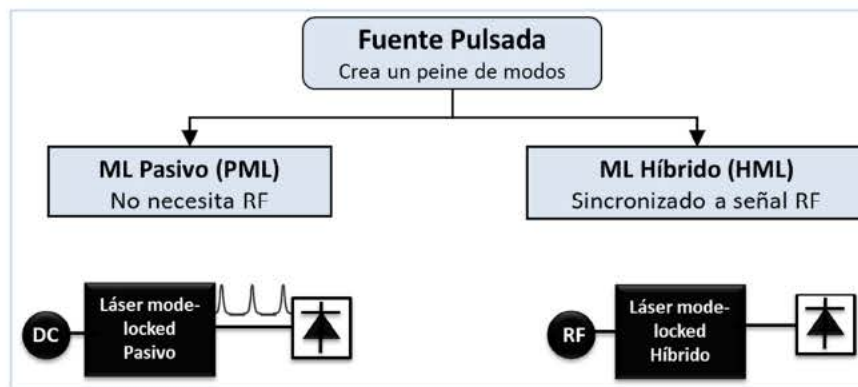


Figura 1.23. Modos de operación del láser mode-locked. Pasivo (PML) e Híbrido (HML) [43]

Existen dos regímenes de operación del dispositivo, según se muestra en la Figura 1.23. Cuando en el SA se introduce una polarización inversa constante, mediante una fuente continua de tensión (DC), el dispositivo opera en el régimen de Mode-Locking pasivo (PML). Si a la señal continua suministrada al SA se le añade una señal de referencia eléctrica, cuya frecuencia sea la misma que la del armónico fundamental, el dispositivo opera en un régimen conocido como Mode-Locking Híbrido (HML).

La ventaja fundamental de este último es que la frecuencia de pulsación del láser se sincroniza con la frecuencia de la señal de referencia externa, heredando sus características de estabilidad [44]. Este régimen presenta una mejora significativa en el nivel de ruido de fase, habiéndose obtenido  $-76$  dBc/Hz a  $100$  kHz respecto de una portadora a  $58,8$  GHz.

La principal ventaja de los láseres pulsados es que ofrecen la generación de señales estables, produciendo directamente un peine de frecuencias eléctrico. Además, no necesita láser semilla para generar el peine óptico y se consigue grandes anchos de banda ( $11.5$  nm @  $3$  dB [45]).

La forma del espectro óptico de los láseres mode-locked usualmente es gaussiana pero introduciendo un interferómetro asimétrico Mach Zehnder como filtro para equalizar las amplitudes de las líneas del peine dentro del láser mode-locked integrado en anillo, se ha demostrado que es posible obtener un espectro más plano [46].

En la tabla 1.4 presentamos los parámetros de peines ópticos medidos en OFCG mediante láseres mode locked. Se observa que con láseres mode locked pasivo se han obtenido mayores anchos de banda ( $11.5$  nm @  $3$  dB [45]) que con moduladores en configuración de anillo de fibra ( $5$  nm @  $3$  dB [11]). En configuración anillo se ha obtenido  $2.06$  THz de ancho de banda con  $70$  líneas de espaciado del peine [47]. Los anchos de pulso están en el orden de los picosegundos en régimen PML ([6], [45]). Los anchos de línea de los modos individuales están en el rango de los  $10 - 60$  MHz para el caso de los PML ([13], [14]). Para superar esta limitación se ha operado en régimen mode locked híbrido obteniéndose valores inferiores a  $1$  MHz.

Los anchos de línea eléctricos (FWHM) obtenidos para el tono fundamental están en el orden de las centenas de KHz, excepto para los casos de [7] y [49], en los que se tienen valores inferiores a 10 KHz.

Estructura	Ancho de banda del peine		Espaciamiento entre líneas	Ancho del pulso	Ancho de línea óptico (FWHM)	Ancho de línea RF, tono fundamental	Ref
	3 dB	10 dB					
PMLL con MZI, anillo, PIC	10.5 nm (1.31 THz)	15 nm (1.88 THz)	30 GHz	0.9 ps	29 MHz	500 KHz @ -20 dB	[6]
PMLL, anillo, PIC	3.5 - 5 nm (420 - 630 GHz)		30 GHz	no	30-60 MHz	600 KHz	[13]
PMLL, anillo, PIC	11.5 nm (1.41 THz)	17 nm (2.16 THz)	20 GHz	3.8 ps	800 MHz - 2.1 GHz	800 KHz (FWHM)	[45]
MLL / silicon		9 nm (1.12 THz)	10 GHz	5.8 ps	No	no	[48]
PMLL, / PIC	8.8 nm (1.1 THz)		10 GHz	No	No	5 KHz	[49]
PMLL, cavidad extendida, anillo, PIC	3 nm (375 GHz)		2.5 GHz	15 ps	No	6.13 KHz (FWHM) / 61.17 KHz @ -20 dB	[7]

Tabla 1.4: Parámetros fundamentales de peines ópticos, generados con MLL.- no: no medido.

## 1.4 Calidad de la señal en láseres mode locked

Con el fin de investigar la calidad y estabilidad de la señal originada por un OFCG mediante láseres mode locked, presentamos los fundamentos y características del ruido de fase y jitter en el dominio del tiempo que presenta el tono fundamental del peine eléctrico generado.

**Ruido de fase**

El ruido de fase ( $L(f)$ ) se define como la razón entre la potencia del ruido ( $P_n$ ) en un Hz de ancho de banda a un offset de frecuencia específico, respecto a la potencia total de la señal portadora ( $P_s$ ).

$L(f) = \text{Potencia de ruido en 1 Hz de ancho de banda} / \text{Potencia total de la señal}$

$$L(f) = P_n \left( \frac{dBm}{Hz} \right) - P_s (dBm) \quad \left[ \frac{dBc}{Hz} \right] \quad (1.15)$$

El ruido de fase se mide directamente en un analizador de espectros, determinando la potencia del ruido y la potencia de la señal portadora, como se muestra en la figura 1.24 [50]

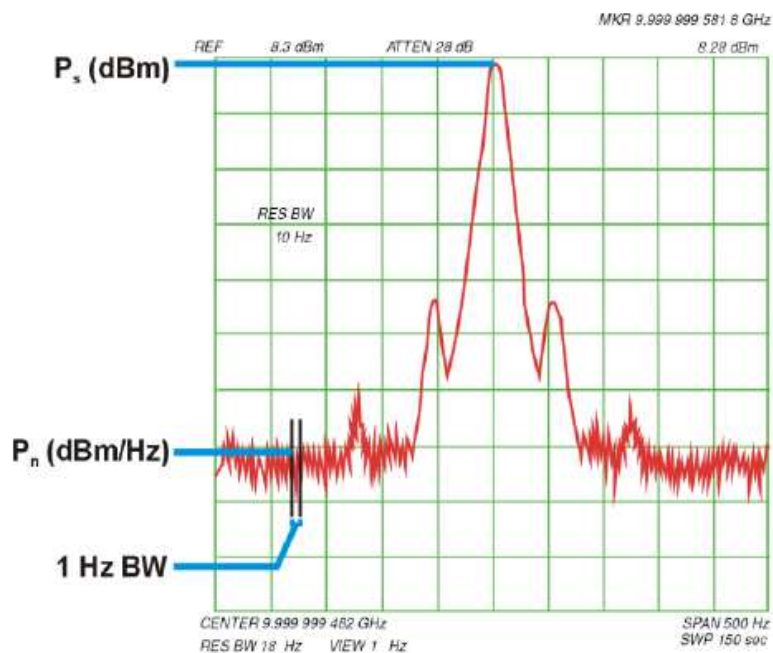


Figura 1.24. Espectro de potencia de la señal ( $P_s$ ) y potencia del ruido ( $P_n$ ) en 1 Hz de ancho de banda [50]



---

## Jitter en el dominio del tiempo (TJ)

El jitter en el dominio del tiempo (“timing jitter”, TJ), es la desviación temporal de la señal, respecto a una frecuencia de referencia de reloj ideal.

El TJ se presenta en los láseres mode-locked, ya que los trenes de pulsos generados tienen algunas desviaciones de las posiciones temporales de los pulsos, respecto a un tren de pulsos periódico ideal. Este fenómeno está estrechamente relacionado con el ruido de fase, ya que la variación de la posición temporal del pulso desde su posición predeterminada es causada por el ruido de fase. En la Figura 1.25, observamos el ruido de fase y el ruido de amplitud que tiene un pulso óptico.

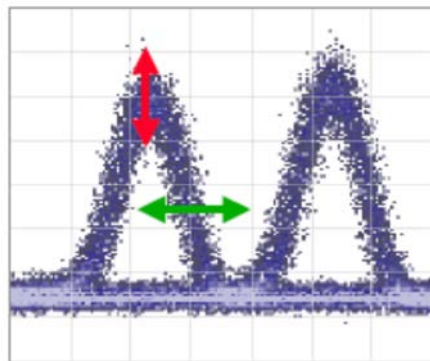


Figura 1.25. Ruido de amplitud (flecha roja) y ruido de fase (flecha verde) en un pulso óptico [51]

En láseres mode-locked, el TJ es causado por varias razones: a) la emisión espontánea, b) por fluctuaciones aleatorias de la corriente de polarización, c) por el ruido de fase e intensidad de los equipos electrónicos de polarización y d) a causa de inestabilidades térmicas y mecánicas (en láseres de cavidad externa) [52]

El TJ se clasifica en dos tipos [53]:

a) Timing jitter absoluto: es la cantidad de jitter proveniente de todas las fuentes de ruido, incluyendo la fuente eléctrica de modulación junto con el ruido del láser mode locked.

b) Timing jitter residual es el que produce únicamente el MLL independiente de la fuente de modulación.

El TJ absoluto puede ser reducido mejorando las condiciones experimentales, por ejemplo usando fuentes de corriente de bajo ruido.

Las fluctuaciones aleatorias de la emisión espontánea son la causa fundamental del TJ residual. La emisión espontánea produce variaciones en el índice de refracción, en la ganancia y en la densidad de fotones; lo que a su vez produce aleatoriedad en el tiempo de ida y vuelta (round- trip time) del pulso del diodo láser y genera TJ [52].

La técnica espectral es el método más común para medir el TJ y se basa en la medida del espectro de potencia con un fotodiodo de alta velocidad y un analizador de espectros eléctrico (ESA). Un espectro típico se muestra en la figura 1.26

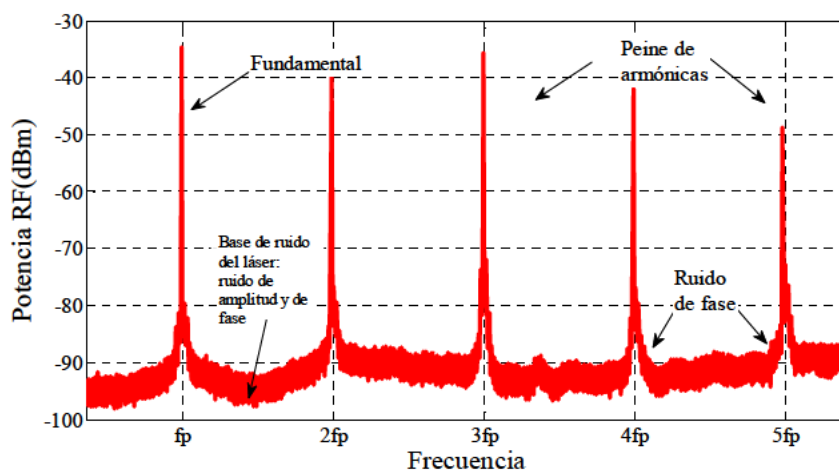


Figura 1.26. Espectro eléctrico de un tren de pulsos de láser medido en el ESA;  $f_p$  es la tasa de repetición de los pulsos ópticos.

---

Cuando el tren de pulsos mode-locked incide sobre el fotodetector, se forma un peine de pulsos eléctricos. Al ser examinado por el ESA, el tren de pulsos eléctricos se transforma en el dominio de la frecuencia, como una serie periódica de componentes de Fourier (como funciones  $\delta$ ), que son múltiplos de la tasa de repetición del pulso óptico ( $f_p = 1/T$ ), siendo  $T$ , el período.

Cada tono de frecuencia descansa sobre un pedestal relativamente ancho (banda de ruido de doble banda lateral). Estas bandas de ruido resultan de fluctuaciones en la intensidad del pulso (bandas de ruido de amplitud) y por variaciones en la tasa de repetición del pulso (bandas de ruido de fase) [55]

La banda lateral del ruido de amplitud,  $P_N(f - mf_p)$ , es decir la densidad espectral de potencia de la variación de la intensidad del pulso, es independiente del número de armónica ( $m$ ), mientras que la banda lateral del ruido de fase,  $(mf_p)^2 P_J(f - mf_p)$ , es proporcional a  $m^2$  [52]. ( $P_J$  es la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones en el tiempo, del tren de pulsos). Por lo tanto, el ruido de fase se incrementa con  $m^2$  y para valores superiores de ( $m$ ), el ruido de fase predomina. El timing jitter también aumenta con  $m^2$ , pero se distribuye uniformemente con el ruido de amplitud que no varía.

La densidad espectral del TJ se determina por la potencia relativa de la armónica del láser y sus bandas asociadas. Para ello se usa la función ( $L(f)$ ) que especifica el ruido de fase. La estructura en frecuencia de las fluctuaciones en el tiempo del láser, normalmente se presentan como un gráfico de la densidad espectral del ruido de fase ( $L(f)$ ). Podemos extraer el jitter rms (root mean squared), sobre una banda de frecuencias ( $f_1, f_2$ ) escogiendo dos armónicas ( $m_1, m_2$ ) y usando la fórmula 1.16 [52]:

$$TJ = \frac{1}{2\pi f_p (m_2^2 - m_1^2)^{1/2}} \left( \int_{f_1}^{f_2} [L_{m_2}(f) - L_{m_1}(f)] df \right)^{1/2} \quad (1.16)$$

Este procedimiento denominado Von der Linde [54] permite extraer el valor rms del TJ de los pulsos de láseres mode-locked, a partir del espectro de potencia. Con este método se han realizado mediciones hasta el rango de los femtosegundos [53]. En la figura 1.27 se muestra la densidad de ruido de fase ( $L(f)$ ), respecto a un offset de frecuencia para seis tipos de laser mode-locked. Láseres en PML presentan un mayor TJ debido a la ausencia de una fuente de polarización de alta estabilidad. Láseres ML de cavidad monolítica, a la misma tasa de repetición, con guías de onda activas tienen mayor nivel de TJ residual comparados con los equivalentes de cavidad externa. Valores típicos de TJ residual de láseres mode-locked están en el rango de 0.1 a 1.0 ps. [52]. Además, se ha demostrado que el ruido contenido en la fuente RF del mode-locking se transfiere directamente al tren de pulsos del láser [56], por lo tanto es muy importante una selección cuidadosa de la fuente RF, para obtener niveles bajos de TJ.

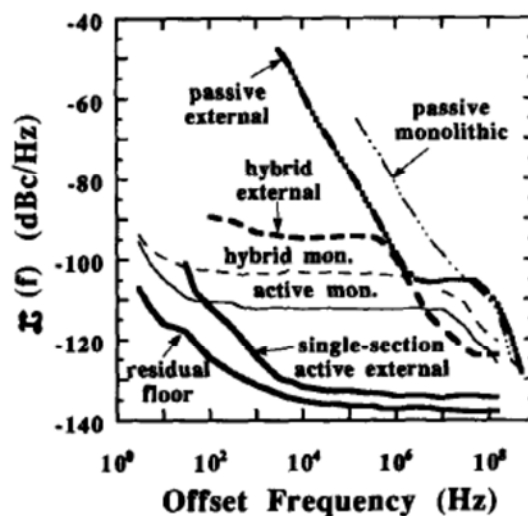


Figura 1.27. Ruido de fase de banda lateral única, respecto a un offset de frecuencias para varios tipos de láseres mode-locked [53].

En la Tabla 1.5 resumimos el estado del arte en cuanto valores de TJ medidos en diodos láseres mode-locked, operando en diferentes regímenes. Presentamos mediciones de TJ a tasas de repetición superiores a 10 GHz. En rangos inferiores, existen muy pocas medidas de ruido de fase y sin cuantificación de TJ [57]. Gran parte de los rangos de integración se ajustan a los recomendados por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), ([20KHz -80 MHz] y [4-80 MHz]) [58] y se han logrado valores de TJ < 12.5 ps (para el caso de PML) y de < 1130 fs (en modo HML).

Técnica de mode locking /Material	Tasa de repetición (GHz)	Timing Jitter / Rango de medición	Ref
AML / Quantum well	5.5	530 fs (150Hz – 50 MHz)	[53]
PML / Quantum well	5.5	12.5 ps (150KHz–50 MHz)	[53]
HML / Quantum well	5.5	1130 fs (150Hz–50 MHz)	[53]
PML / Quantum dot	10	147 fs (4-80 MHz), 1 ps (20KHz – 80 MHz)	[44]
HML / Quantum dot	10	197 fs (20KHz – 80 MHz)	[44]
PML / Quantum well	10	570 fs (4-80 MHz)	[59]
HML / Quantum well	10	50 fs (4 – 80 MHz), 71 fs (20KHz – 80 MHz)	[59]
PML / Quantum dot	40	219 fs (16-320 MHz)	[60]
HML / Quantum dot	40	124 fs (20KHz – 320 MHz)	[60]
PML / Quantum dash	47	1.3 ps (10KHz – 1 MHz)	[61]

**Tabla 1.5: Comparación de mediciones de TJ en láseres mode – locked de semiconductores**

## **1.5.- Organización de la Tesis**

---

Esta tesis presenta los avances realizados en el desarrollo de diferentes estructuras de generación de peines ópticos de frecuencia utilizando plataformas genéricas de integración fotónica.

En el capítulo dos se presenta la descripción de un circuito integrado fotónico que implementa un generador de peine de frecuencias ópticas (OFCG) basado en moduladores en anillo recirculante. El diseño se basa en los bloques funcionales de una plataforma fotónica genérica. El circuito incluye un láser DBR (Distributed Bragg Reflector) integrado como semilla para generación del peine.

En el capítulo tres se describe el desarrollo de un OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo monolíticamente integrado, fabricado en una plataforma tecnológica de integración genérica, en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer), compartiendo costos con otros usuarios, utilizando los bloques funcionales estándares ofrecidos. El dispositivo se basa en una estructura láser mode-locked pasivo, que además incluye un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) para conseguir una forma del espectro más plano del peine generado, obteniéndose un gran ancho de banda (1.08 THz @ -10 dB).

En el capítulo cuatro se presenta el diseño y caracterización de circuitos integrados fotónicos de baja frecuencia para la generación y distribución de patrones de frecuencia y señales de calibración en el rango de 2 GHz y 14 GHz, con baja tasa de repetición de 2.7 GHz. El chip ha sido fabricado sobre una plataforma tecnológica de integración genérica. El dispositivo opera bien en régimen mode-locked pasivo o bien en ML

híbrido, generando peines eléctricos de estrecho ancho espectral del tono de batido de radiofrecuencia.

También se expone el estudio del ruido de fase en un OFCG. Se realizan las mediciones del ruido de fase del láser mode locked de baja frecuencia, para investigar la calidad y estabilidad de la señal, variando las condiciones de operación del dispositivo tales como: corriente del amplificador, potencia de salida y regímenes de trabajo.

Finalmente en el capítulo cinco, se presentan las conclusiones obtenidas del trabajo de investigación y se plantean las líneas de trabajo de investigación futuras.

---

## 1.6 Referencias

---

- [1] G. Carpintero, R. C. Guzmán, C. Gordón, G. Kervella, M. Chitoui and F. Van Dijk, "Photonic Integrated Circuits for Radio-Frequency Signal Generation," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 2, pp. 508-515, 2016.
- [2] L. Drzewietzki, S. Breuer, and W. Elsässer, "Timing jitter reduction of passively mode-locked semiconductor lasers by self- and external-injection: Numerical description and experiments," *Opt. Exp.*, vol. 21, pp. 16142– 16161, 2013.
- [3] T. Nagatsuma, N. Kukutsu, and Y. Kado, "Photonic generation of millimeter and terahertz waves and its applications," *Automatika*, vol. 49, nos. 1/2, pp. 51–59, 2008
- [4] M. Smit, X. Leijtens, E. Bente, J. Van der Tol, H. Ambrosius, D. Robbins, M. Wale, N. Grote, and M. Schell, "Generic foundry model for InP-based photonics," *IET Optoelectron.*, vol. 5, no. 5, p. 187, 2011.
- [5] N. Dupuis, C. R. Doerr, L. Zhang, L. Chen, N. J. Sauer, P. Dong, L. L. Buhl, y D. Ahn, "InP-based comb generator for optical OFDM", *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 30, no. 4, pp. 466–472, 2012.
- [6] J. S. Parker, A. Bhardwaj, P. R. A. Binetti, Y-J. Hung, and L. A. Coldren, "Monolithically Integrated Gain-Flattened Ring Mode-Locked Laser for Comb-Line Generation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 2, pp. 131–133, Jan. 2012.
- [7] Sylwester Latkowski, Valentina Moskalenko, Saeed Tahvili, Luc Augustin, Meint Smit, Kevin Williams, and Erwin Bente, Monolithically integrated 2.5 GHz extended cavity mode-locked ring laser with intracavity phase modulators, *Optics letters*, Vol. 40, no. 1 , pp.77-80, January 1, 2015.
- [8] H. Lin, N. Cheng, S. Tseng, and M. Chan, "Higher-order modulations of fs laser pulses for GHz frequency domain photon migration system," *Opt. Express* 22, pp. 3950-3958, 2014.
- [9] R. Wu, V.R. Supradeepa, C. M. Long, D. E. Leaird and A. M. Weiner, " Generation of very flat optical frequency combs from continuous wave lasers using cascaded intensity and phase modulators driven by tailored radio frequency forms", *Opt. Lett.*, vol 35, no. 19, pp. 3234-3236, October 2010.



- 
- [10] P. M. Anandarajah, S. P. Ó Dúill, R. Zhou and L. P. Barry, "Enhanced Optical Comb Generation by Gain-Switching a Single-Mode Semiconductor Laser Close to Its Relaxation Oscillation Frequency," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 592-600, Nov.-Dec. 2015.
- [11] P. Shen, Nathan J. Gomes, Phillip A. Davies, Peter G. Huggard, and Brian N. Ellison, "Analysis and demonstration of a fast tunable fiber-ring based optical frequency comb generator", *J. Lightw. Technol.*, 25, pp.3257-3264, Nov. 2007.
- [12] Valentina Moskalenko, "Extended cavity passively mode-locked lasers in indium phosphide generic integration technology", PhD Thesis Dissertation, The Netherlands, 2016
- [13] J. Parker, P. Binetti, A. Bhardwaj, R. Guzzon, E. Norberg, Y. Hung, and L. Coldren, "Comparison of Comb-line Generation from InGaAsP/InP Integrated Ring Mode-locked Lasers," in *CLEO:2011 - Laser Applications to Photonic Applications*, OSA Technical Digest, paper CTuV6.
- [14] T. Habruseva, S. O'Donoghue, N. Rebrova, F. Kéfélian, S. Hegarty and G. Huyet, "Optical linewidth of a passively mode-locked semiconductor laser". *Optics Letters*, vol. 34, no. 21, pp. 3307-3309, 2009.
- [15] Y. Takushima, H. Sotobayashi, M. E. Grein, E. P. Ippen, and H. A. Haus, "Linewidth of mode combs of passively and actively mode-locked semiconductor laser diodes", *Proc. SPIE 5595*, pp. 213-227, 2004.
- [16] S. Bennett, B. Cai, E. Burr, O. Gough, and A. J. Seeds, "1.8-THz bandwidth, zero-frequency error, tunable optical comb generator for DWDM applications," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 5, pp. 551-553, May 1999.
- [17] Silva, C.F.C. y Seeds, A.J., "A dense WDM source for high spectral efficiency system using comb generation and SG-DBR injection-locked laser filtering", in *European Conference on Optical Communication*, 2001.
- [18] International Telecommunications Union, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.692-199810-I/es>
- [19] S. Hisatake, G. Carpintero, Y. Yoshimizu, Y. Minamikata, K. Oogimoto, Y. Yasuda, F. van Dijk, T. Tekin y T. Nagatsuma, "W-band Coherent Wireless Link Using Injection-locked Laser Diodes", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 14, pp. 1565-1568, 2015, DOI 10.1109/LPT.2015.2432045.
-

- 
- [20] G. Carpintero, L.E.García, Hans L. Hartnagel, Sascha Preu and Antti V. Räsänen, "Semiconductor Terahertz Technology", Ed. Wiley and Sons, pp. 304-335, 2015
- [21] G. L. Li and P. K. L. Yu, "Optical intensity modulators for digital and analog applications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 9, pp. 2010-2030, Sept. 2003.
- [22] Jan Hendrik den Besten, "Integration of Multiwavelength Lasers with Fast Electro-Optical Modulators", PhD Thesis Dissertation, The Netherlands, 2004.
- [23] J T. Gallo and R. Whiteman, "Optical modulators for fiber systems," Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 2003. 25th Annual Technical Digest 2003. IEEE, San Diego, CA, USA, pp. 145-148, 2003.
- [24] Agrawal Govind P., "Lightwave Technology: components and devices", Ed. Wiley & Sons, chapter 6, 2004.
- [25] B.E.A. Saleh and M.C.Teich, *Fundamentals of Photonics*, Second Edition, 2007.
- [26] J. Capmany and C. Fernández-Pousa, "Quantum model for electro-optical amplitude modulation," *Opt. Express* 18, pp. 25127-25142, 2010
- [27] T. Sakamoto, T. Kawanishi and M. Izutsu, "Widely wavelength-tunable ultra-flat frequency comb generation using conventional dual-drive Mach-Zehnder modulator", *Electronic Letters*, vol 43, pp. 1039-1040, 2007
- [28] J. Zhang, J. Yu, N. Chi, Z. Dong, X. Li, Y. Shao, J. Yu and L. Tao, "Flattened comb generation using only phase modulators driven by fundamental frequency sinusoidal sources with small frequency offset," *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 4, pp. 552-4, Feb. 2013.
- [29] M. Fujiwara, M. Teshima, J. Kani, H. Suzuki, "Optical Carrier Supply Module Using Flattened Optical Multicarrier Generation Based On Sinusoidal Amplitude and Phase Hybrid Modulation", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, No. 11, pp. 2705-2714, November 2003.
- [30] K. Igarashi, K. Katoh, K. Kikuchi, K. Imai and M. Kourogi, "Generation of 10-GHz 2-ps optical pulse train over the C band based on an optical comb generator and its application to 160-Gbit/s OTDM systems," 34th European Conference on Optical Communication, Brussels, pp. 1-2, 2008.
- [31] M. Kourogi, T. Enami and M. Ohtsu, "A monolithic optical frequency comb generator," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 214-217, Feb. 1994.
-

- 
- [32] M. Izutsu, Y. Yamane and T. Sueta, "Broad-band traveling-wave modulator using a LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide," in IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 287-290, Apr 1977.
- [33] Y. Dou, H. Zhang and M. Yao, "Generation of Flat Optical-Frequency Comb Using Cascaded Intensity and Phase Modulators," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 9, pp. 727-729, May 1, 2012
- [34] G. Ducournau, Y. Yoshimizu, S. Hisatake, F. Pavanello, E. Peytavit, M. Zaknune, T. Nagatsuma and J.-F. Lampin, "Coherent THz communication at 200 GHz using a frequency comb, UTC-PD and electronic detection" , Electronics Letters, Vol. 50 No. 5 pp. 386–388, February 2014.
- [35] T. Saikai, T. Yamamoto, H. Yasaka and E. Yamada., "Flat-top Optical Frequency Comb Block Generation using InP-based Mach-Zehnder Modulator", in the 25th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM2013, Kobe, Japan, May. 2013, paper MoD3-3.
- [36] K. Ho and J. Kahn, "Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop," Photonics Technol. Lett. IEEE, vol. 5, no. 6, pp. 721–725, 1993.
- [37] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies, P. Shillue, P. G. Huggard, and B. N. Ellison, "Fiber ring based optical frequency comb generator with comb line spacing tuneability," in LEOS Summer Topical Meetings, IEEE, July, 2005.
- [38] C. Weimann, P. Schindler, R. Palmer, S. Wolf, D. Bekele, D. Korn, J. Pfeifle, S. Koeber, R. Schmogrow, L. Alloatti, D. Elder, H. Yu, W. Bogaerts, L. Dalton, W. Freude, J. Leuthold, and C. Koos, "Silicon-organic hybrid (SOH) frequency comb sources for terabit/s data transmission," Opt. Express 22, pp. 3629-3637, 2014.
- [39] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies and W. P. Shillue, "Generation of 2 THz Span Optical Comb in a Tunable Fiber Ring Based Optical Frequency Comb Generator," Microwave Photonics, 2007 IEEE International Topical Meeting on, Victoria, BC, pp. 46-49, 2007.
- [40] A. Yariv and P. Yeh, Photonics, Sixth Edition, 2007.
- [41] C. Gordón, R. Guzmán, V. Corral, X. Leijtens, and G. Carpintero, "On-chip Colliding Pulse Mode-locked laser diode (OCCP-MLLD) using multimode interference reflectors ", Optics Express, Vol. 23, No. 11 DOI:10.1364/OE.23.014666, May 2015.
-

- 
- [42] E. A. Avrutin, J. H. Marsh and E. L. Portnoi, "Monolithic and multi-gigahertz mode-locked semiconductor lasers: constructions, experiments, models and applications," in IEE Proceedings - Optoelectronics, vol. 147, no. 4, pp. 251-278, Aug 2000.
- [43] T. Nagatsuma and G. Carpintero, "Recent progress and Future Prospect of Photonics-Enabled Terahertz Communication Research", IEICE Trans. Electron., Vol.12, pp. 1060-1070, Dec. 2015.
- [44] G. Carpintero, M. G. Thompson, R. V. Penty and I. H. White, "Low Noise Performance of Passively Mode-Locked 10-GHz Quantum-Dot Laser Diode," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 6, pp. 389-391, March 15, 2009.
- [45] V. Moskalenko, S. Latkowski, S. Tahvili, T. de Vries, M. Smit, and E. Bente, "Record bandwidth and sub-picosecond pulses from a monolithically integrated mode-locked quantum well ring laser", Optics Express, Vol. 22, No. 23, Nov 2014.
- [46] J. Parker, R. S. Guzzon, E. J. Norberg, A. Bhardwaj, P. R. A. Binetti, and L. A. Coldren, "Theory and Design of THz Intracavity Gain-Flattened Filters for Monolithically Integrated Mode-Locked Lasers," IEEE J. Quantum Electron., vol. 48, no. 2, pp. 114–122, Feb. 2012.
- [47] J. Parker, A. Sivanathan, M. Lu, L. Johansson, y L. Coldren, "Integrated phase-locked multi-THz comb for broadband offset locking", in Optical Fiber Communication Conference, p. OM3E–5, 2012.
- [48] B. R. Koch, A. W. Fang, R. Jones, O. Cohen, M. J. Paniccia, D. J. Blumenthal and J. E. Bowers, "Silicon evanescent optical frequency comb generator," 5th IEEE International Conference on Group IV Photonics, Cardiff, pp. 64-66, 2008.
- [49] K. Merghem, C. Caló, A. Martinez, F. Lelarge and A. Ramdane, "10 GHz Monolithic Optical Frequency Combs using InAs/InP Quantum-Dash-Based Passively Mode-Locked Lasers stabilized to the  $10^{-9}$  Level," 2014 International Semiconductor Laser Conference, Palma de Mallorca, pp. 189-190, 2014.
- [50] N9068A & W9068A Phase Noise Measurement Application Measurement Guide, Keysight Technologies, 2014
- [51] M. Kroh, "Semiconductor Mode-locked laser for High Speed OTDM Transmission ", Thesis dissertation, Germany, 2006
- [52] Vasilev, Ultrafast diode lasers: fundamentals and applications, Ed. Artech House, pp.116-118, 1995.

- 
- [53] D. J. Derickson, R. J. Helkey, A. Mar, J. R. Karin, J. G. Wasserbauer and J. E. Bowers, "Short pulse generation using multisegment mode-locked semiconductor lasers," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 2186-2202, Oct 1992.
- [54] D. von der Linde, "Characterization of the noise in continuously operating mode-locked lasers," *Appl. Phys., A Mater. Sci. Process.*, vol. 39, pp. 201-217, 1986
- [55] Taylor, A. J., Wiesenfeld, J. M., Eisenstein, G. and Tucker, R. S., Timing jitter in mode-locked and gain-switched InGaAsP injection lasers, *Applied Physics Letters*, vol. 49, pp. 681-683, 1986.
- [56] D. Burns, A. Finch, W. Sleat and W. Sibbett, "Noise characterization of a mode-locked InGaAsP semiconductor diode laser," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 1860-1863, Nov 1990.
- [57] Martijn J.R. Heck, Michael L. Davenport, Hyundai Park, Daniel J. Blumenthal and John E. Bowers, "Ultra-Long Cavity Hybrid Silicon Mode-locked Laser Diode Operating at 930 MHz", Conference OFC.2010, OMI5, March, 2010.
- [58] "The control of jitter and wander within the optical transport network (OTN)", Recommendation G.8251, ITU-T, September 2010.
- [59] K. Yvind, D. Larsson, L. J. Christiansen, J. Mørk, J. M. Hvam, and J. Hanberg, "High-performance 10GHz all-active monolithic modelocked semiconductor lasers," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 12, pp. 735-736, 2004
- [60] M. G. Thompson, D. Larson, A. Rae, K. Yvind, R. V. Penty, I. H. White, J. Hvam, A. R. Kovsh, S. Mikhlin, D. A. Livshits, and I. Krestinov, "Monolithic hybrid and passive mode-locked 40 GHz quantum dot laser diodes," in *Eur. Conf. Optical Communications*, Cannes, France, Sep. 24-28, 2006.
- [61] K. Merghem, C. Calò, R. Rosales, X. Lafosse, G. Aubin, A. Martinez, F. Lelarge and A. Ramdane, "Stability of Optical Frequency Comb Generated With InAs/InP Quantum-Dash-Based Passive Mode-Locked Lasers," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 50, no. 4, pp. 275-280, April 2014.



# **Peines de Frecuencias Ópticas mediante moduladores en anillo recirculante**





## **2.1 Introducción.**

---

En este capítulo presentamos los resultados de un circuito integrado fotónico cuya finalidad es implementar un generador de peine de frecuencias ópticas (OFCG) basado en un anillo recirculante utilizando moduladores de fase (EOPM) [1] El diseño se basa en los bloques funcionales de la plataforma genérica de integración de OCLARO Tech. [2]. El peine óptico produce múltiples longitudes de onda, equiespaciadas por la frecuencia RF de entrada proporcionada por un sintetizador externo, a partir de longitud de onda ( $\lambda$  semilla). Esta  $\lambda$  semilla se puede introducir externa o por fuente interna (on-chip), por medio de un láser integrado monomodo DBR (Distributed Bragg Reflector), para desarrollar un OFCG totalmente integrado.

La ventaja de esta estructura es que se trata de un OFCG compacto de pequeñas dimensiones (chip de 6 x 2 mm), cuyos elementos se interconectan con guías de onda de InP que reemplaza a la fibra óptica, evitando variaciones térmicas que afecten la señal generada.

## **2.2 OFCG integrado.**

---

El esquema del circuito integrado fotónico diseñado que conforma el generador de peines de frecuencias ópticas (OFCG) integrado se muestra en la Figura 2.1. Es la primera vez que se realizan mediciones en este tipo de estructuras.

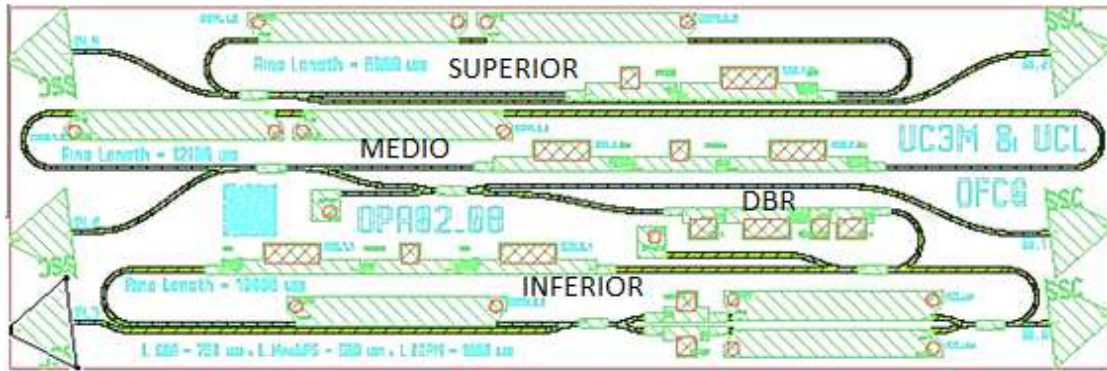


Figura 2.1. Esquema del PIC, generador de peine de frecuencias ópticas.

El chip diseñado incluye tres estructuras en anillo, cada una con diferente longitud de cavidad, para experimentar con diversas frecuencias. Nosotros nos referimos a estos anillos como superior (longitud 8000  $\mu\text{m}$ ,  $f_{\text{RP}} = 10$  GHz), medio (longitud 12100  $\mu\text{m}$ ,  $f_{\text{RP}} = 6.7$  GHz) e inferior (longitud 10400  $\mu\text{m}$ ,  $f_{\text{RP}} = 7.5$  GHz) . Nosotros nos enfocaremos en los dos primeros anillos para lograr dos esquemas de OFCG con moduladores de la siguiente manera:

- a) OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo (10 GHz).
- b) OFCG con moduladores de fase y conexión al láser semilla interno (6.7 GHz).

### 2.2.1 OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo (10 GHz).

El anillo superior del chip (10 GHz) dispone a lo largo del anillo de los siguientes bloques funcionales estándares (building blocks), que se describen en el manual de diseño de la plataforma genérica de integración [2]:

a) Dos moduladores de fase electro-ópticos (EOPM), de 1000  $\mu\text{m}$  de longitud cada uno. Basados en trabajos experimentales descritos en el manual, esta longitud es recomendada para lograr una eficiente modulación a altas frecuencias ( $\sim 10$  GHz) y bajos voltajes de polarización ( $< 5$  voltios) [3]. Además, se usan dos moduladores para conseguir un mayor número de líneas del peine óptico y por lo tanto, para aumentar su ancho de banda [4].

b) Una zona de ganancia conformada por un SOA de 750  $\mu\text{m}$  de longitud, establecida mediante un típico grupo de curvas de ganancia modal versus longitud de onda y densidad de corriente de inyección, que presenta el manual de diseño de la plataforma genérica de integración.

c) Una guía de onda pasiva con control de fase (WPS, Weak Waveguide with phase control), de 500  $\mu\text{m}$  de longitud, que permite el cambio del índice de refracción (desplazamiento de fase), a través de la inyección de corriente. El manual de diseño de la plataforma define curvas que relacionan la variación del índice de refracción así como las pérdidas ( $\text{cm}^{-1}$ ), respecto a la corriente/unidad de longitud ( $\text{mA}/\mu\text{m}$ ), para definir la longitud del WPS. Este elemento se encarga de la sintonización fina de la fase de la señal que se genere.

La longitud total de la cavidad es 8000  $\mu\text{m}$ , que hemos calculado para conseguir un peine con espaciamiento de frecuencia de 10 GHz. Hemos escogido esta frecuencia porque es un estándar de la ITU para los sistemas de telecomunicaciones y además es un múltiplo de 10 MHz, que es el espaciamiento final del proyecto descrito en la motivación de este trabajo.

El esquema de este anillo se muestra en la Figura 2.2. La estructura tiene dos accesos que permiten inyectar el láser externo y observar la potencia óptica de salida por el otro extremo.

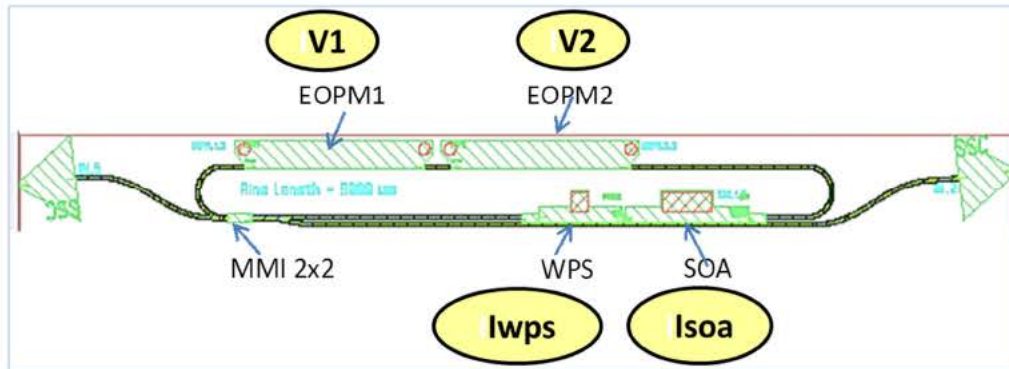


Figura 2.2. Estructura del anillo OFCG con láser semilla externo, con dos EOPMs, un SOA, un WPS y un acoplador MMI.- V1, V2: voltajes de polarización inversa.- Iwps, Isoa: corriente en el WPS y SOA.

### 2.2.2 OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno (6.7 GHz).

Similar al anillo superior, el anillo medio del chip (6.7 GHz) dispone de dos moduladores de fase electro-ópticos (EOPM) de 1000  $\mu\text{m}$  y una zona de ganancia conformada en este caso por dos SOA de 750  $\mu\text{m}$  cada uno. Además tiene un WPS intermedio de 500  $\mu\text{m}$ , que es la sección de control fino de la fase de la señal que se genera. La longitud total de la cavidad es 12100  $\mu\text{m}$  calculada para obtener un peine con espaciamiento de frecuencia de 6.7 GHz. Además, a través de un acoplador MMI 2x2, el anillo se conecta con la fuente láser interna (DBR), que describimos posteriormente y con la guía de onda de salida al exterior del PIC (IN4). El esquema de este anillo se muestra en la Figura 2.3.

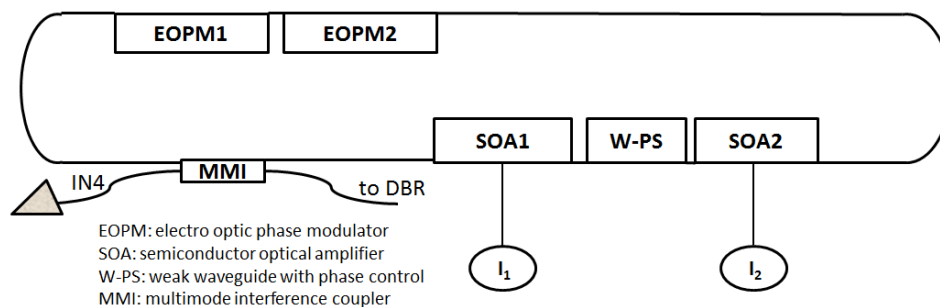


Figura 2.3. Estructura del OFCG (6.7 GHz) anillo con dos EOPM, dos SOA, un WPS, un acoplador MMI y láser semilla interno (DBR).

### 2.2.3 Simulación del modulador de fase EOPM

En la fase de diseño y con el fin de analizar el comportamiento del EOPM hemos simulado su funcionamiento utilizando el software comercial Picwave de Photon Design [5], con el esquema mostrado en la figura 2.4.

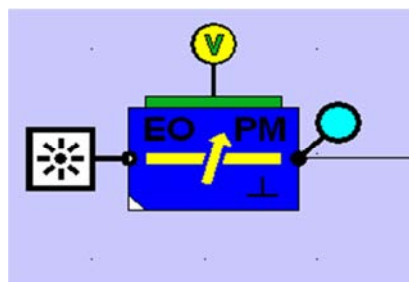


Figura 2.4. Esquema de simulación del EOPM con láser de entrada de onda continua. V: voltaje de entrada de la señal modulante.

Los elementos usados son un modulador de fase (EOPM) de 1000  $\mu\text{m}$  de longitud, que modula la señal óptica de un láser de onda continua (CW) a 1550 nm de longitud de onda. Escogemos la señal modulante una onda senoidal con voltajes pico que varían de 0.5 a 2 voltios, equivalente a potencias de salida de 4 a 16 dBm sobre una impedancia de 50 ohmios. Realizamos la simulación con varias frecuencias RF ( 6.5; 10; 16.5

GHz). En todos los casos obtenemos bandas laterales en torno a la longitud de onda central del láser de entrada.

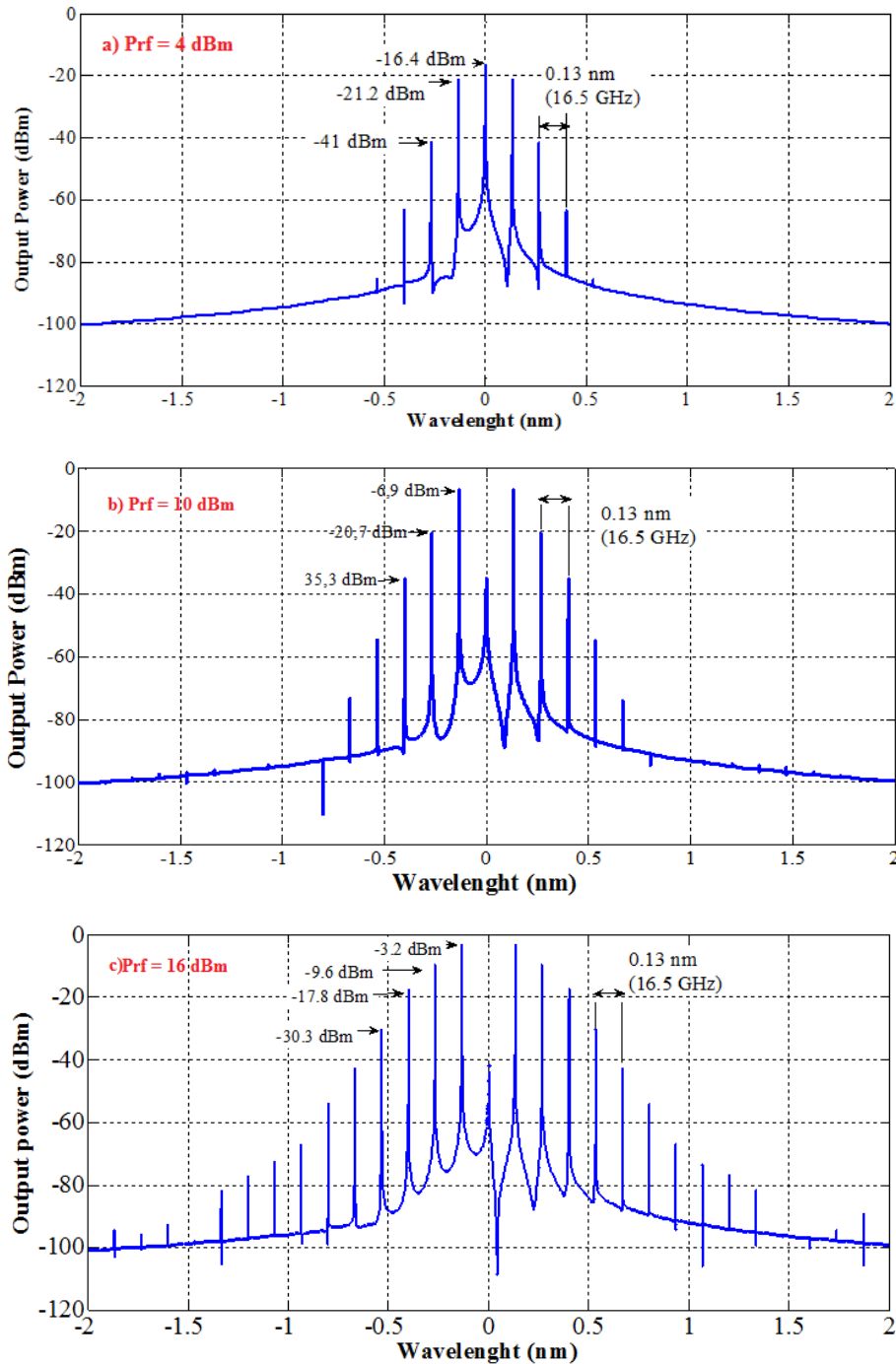


Figura 2.5. Simulación del espectro óptico a la salida del EOPM, variando la potencia RF de la señal senoidal. a)  $P_{rf} = 4 \text{ dBm}$ , b)  $P_{rf} = 10 \text{ dBm}$ , c)  $P_{rf} = 16 \text{ dBm}$ . Se observa el incremento de las bandas laterales al aumentar la potencia.

Observamos que al aumentar la potencia RF de entrada al EOPM, aumenta el número de líneas espectrales que se generan conforme a los fundamentos teóricos [6] y también en todos los casos, la separación entre modos coincide con la frecuencia de la señal modulante. En la figura 2.5 presentamos un ejemplo de los resultados de los espectros simulados de la modulación del láser CW variando la potencia RF.

#### 2.2.4 Láser DBR semilla

El chip dispone de una fuente óptica (seed) para dos de los anillos, el medio y el inferior, implementado mediante un láser integrado monolíticamente de tipo DBR (Distributed Bragg Reflector). Esta fuente permite sintonizar la longitud de onda, con el fin de ubicarla próxima al máximo de las regiones de ganancia en los anillos. El láser DBR está conformado por diferentes secciones, ganancia, fase (mediante WPS) y reflectores DBR, como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2.6.

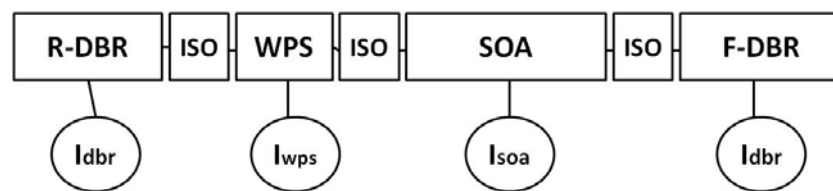


Figura 2.6. Diagrama de bloques del láser DBR. SOA: Semiconductor optical amplifier, R-DBR: reflector posterior, F-DBR: reflector frontal, WPS: Guía de onda pasiva con control de fase, ISO: aislador; I: fuente de corriente

La sección de ganancia tiene un amplificador óptico semiconductor, SOA (Semiconductor Optical Amplifier) de 450  $\mu\text{m}$  de longitud, que provee la ganancia

dentro de la estructura. La sección de control de fase posee una guía de onda pasiva con control de fase, WPS, (Weak Passive waveguide with phase control), de 100  $\mu\text{m}$  de longitud. Este elemento se encarga de la sintonización fina de la fase de la señal que se genere.

Ambos reflectores del láser DBR son idénticos, para proveer la misma señal a cada uno de los anillos a los que se encuentra conectado. Ambas secciones tienen una longitud de 230  $\mu\text{m}$ , y un período de 237.5 nm, de tal forma que la longitud de onda fundamental se encuentre entorno a  $\lambda_B = 1550$  nm (longitud de onda de Bragg). Además, en el diseño se define para la plataforma utilizada (OClaro), un coeficiente predeterminado de acoplamiento,  $\kappa$  de 50  $\text{cm}^{-1}$ , el cual establece la cantidad de reflexión por unidad de longitud. La potencia de acoplamiento depende del producto del coeficiente de acoplamiento ( $\kappa$ ) y la longitud (L), que para nuestro caso se obtiene un valor de 1.15 que corresponde a una gran reflectividad de los reflectores ( $> 0.5$ ), superior a caras clivadas [7].

Las fotografías del chip fabricado y el detalle del láser DBR se muestran en las Figura 2.7 y 2.8.

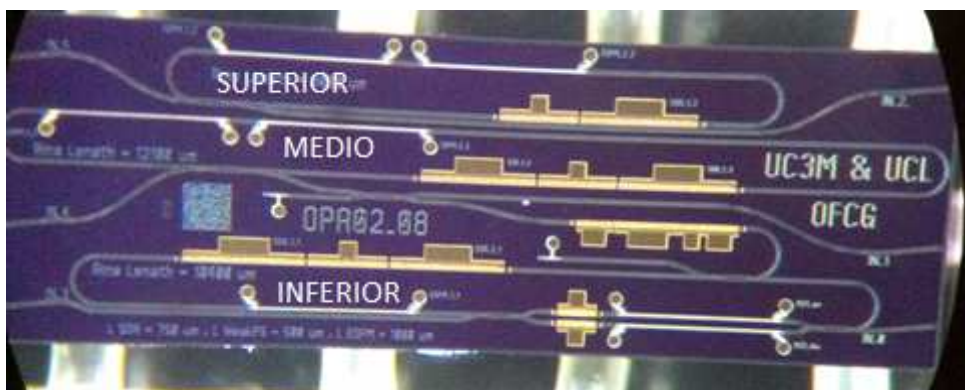


Figura 2.7. Fotografía del PIC, generador de peine de frecuencias ópticas, mostrando los tres anillos: superior, medio e inferior.



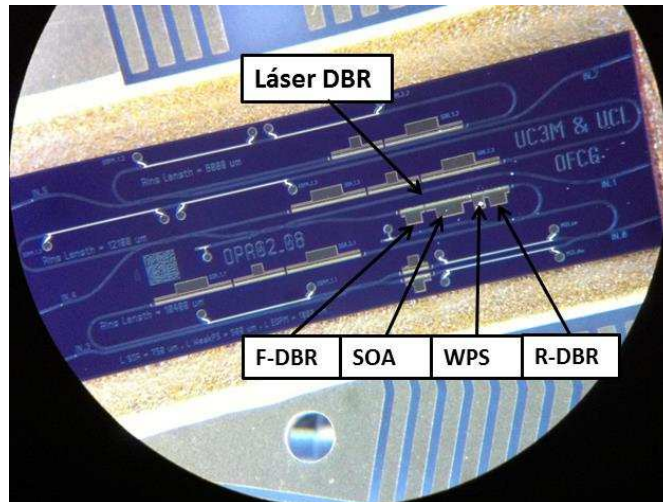


Figura 2.8. Fotografía del láser DBR que forma parte del circuito integrado fotónico (PIC). El DBR alimenta a los anillos medio e inferior.

### 2.3 Resultados de la caracterización experimental

---

Para efectuar las mediciones colocamos el PIC sobre una submontura de nitruro de aluminio con accesos DC y RF, como se muestran en la Figura 2.9.

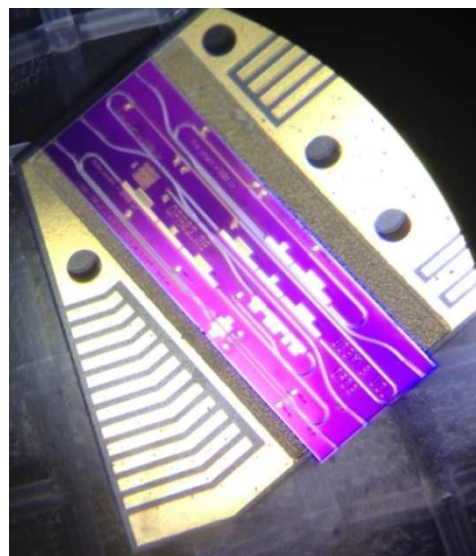


Figura 2.9. Fotografía del PIC, generador de peine de frecuencias ópticas, colocado sobre una submontura de nitruro de aluminio.

Debido a que tenemos como objetivo generar los peines de frecuencias ópticas, empezamos evaluando y caracterizando el láser DBR semilla interno y luego los anillos generadores de peines ópticos. La sintonización de la longitud de onda del DBR es muy importante para la correcta operación del dispositivo, porque la emisión de la longitud de onda debe estar dentro del pico de las regiones de ganancia en los anillos. Por ello las primeras pruebas se hicieron en el láser DBR.

Usamos el setup experimental mostrado en la figura 2.10. Una fibra con lente que incluye además un aislador óptico (OI, Optical isolator) usamos para acoplar la luz de salida de la guía del chip. El aislador es seguido por un divisor de potencia (splitter) de relación 90/10, dividiendo la potencia óptica de salida en dos brazos. La salida de 10% se conecta al Medidor de Potencia (PM, Power Meter) que provee una medida constante de la potencia óptica generada. El otro brazo, con 90% de división, utilizamos para conectar a los diferentes instrumentos de medida.

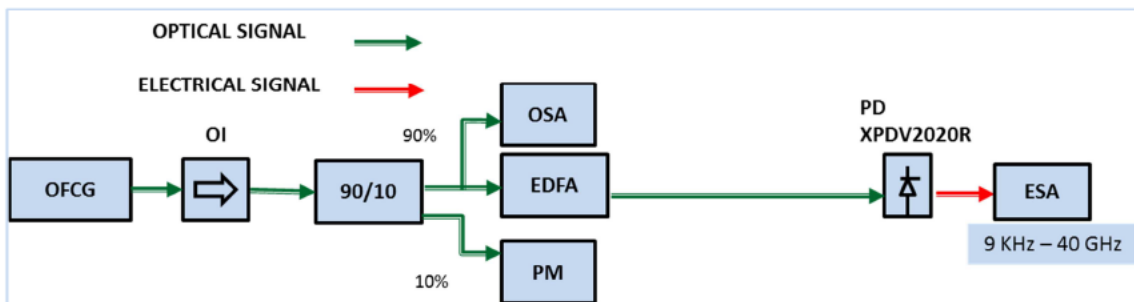


Figura 2.10. Setup experimental. OFCG: Generador de peine de frecuencias ópticas. OI: Aislador Óptico. OSA: Analizador de Espectro Óptico. EDFA: Amplificador de fibra dopada de erbio. PM: medidor de potencia. PD: fotodiodo modelo XPDV2020R. ESA: Analizador de Espectros Eléctrico

Las corrientes y tensiones se inyectan a través de una punta multi-contacto, de doce terminales (Microtech EP-12-250), cuyo montaje se visualiza en la Figura 2.11. La luz

que emite el láser es extraída a través de guías de onda de salida, inclinada  $7^\circ$  respecto al borde del chip, con objetivo de minimizar las reflexiones. La luz a la salida de estas guías se recoge mediante una fibra con lente que acopla la luz de salida desde el chip.

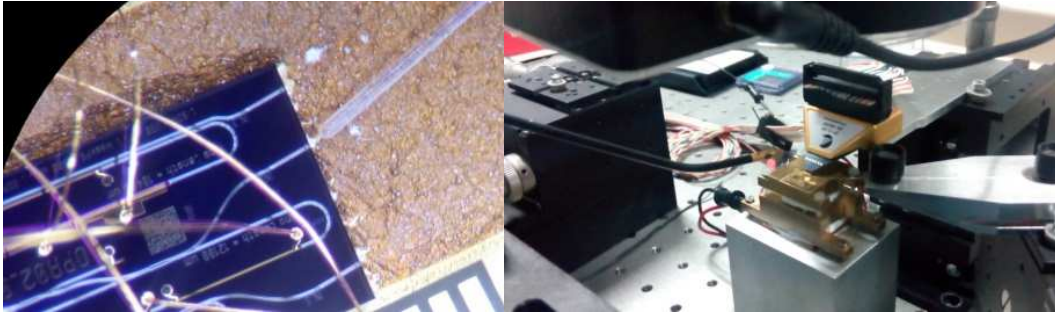


Figura 2.11. Fotografía de la alineación de la fibra óptica de salida y del montaje del chip.

### **2.3.1 Caracterización de la curva L-I del láser DBR semilla**

Medimos la característica potencia óptica frente a corriente inyectada por el láser DBR. Como se muestra en la figura 2.12, la luz del láser DBR debe atravesar dos acopladores  $2 \times 2$  MMI para alcanzar la guía salida del chip. Por tanto, la potencia en el espejo DBR será cuatro veces la que midamos en la guía de salida. En la figura 2.13 mostramos la curva L-I del láser DBR. La potencia total acoplada a la fibra de salida es  $35 \mu\text{W}$  @  $100 \text{ mA}$  de corriente. También observamos que la corriente umbral del láser es  $8 \text{ mA}$  y a pesar de que la curva no es totalmente lineal porque tiene un rizado, se puede estimar la eficiencia cuántica en  $0.0005 \text{ W/A}$ . La presencia del rizado en la curva L-I posiblemente se explica por variaciones mecánicas en el setup utilizado.

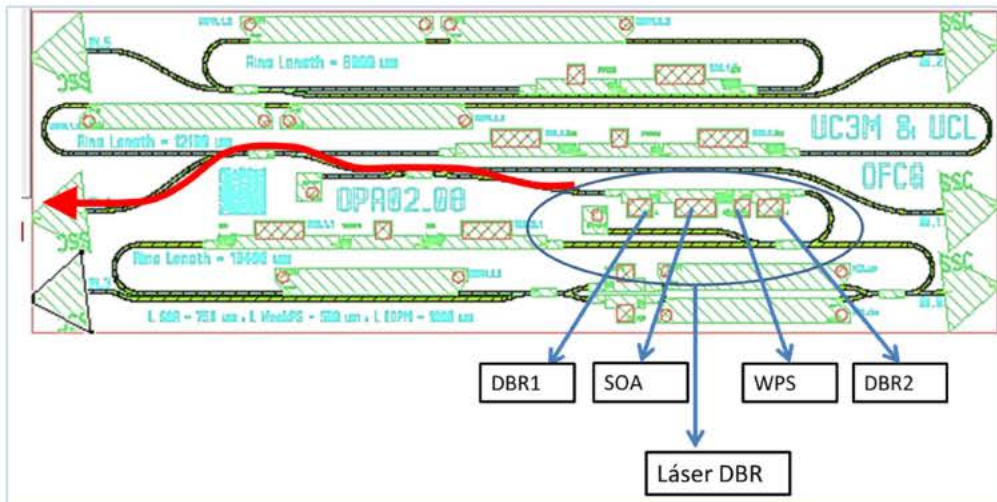


Figura 2.12. Recorrido de la luz de salida del láser DBR (línea roja). DBR1 y DBR2 reflectores posterior y frontal, SOA: amplificador óptico, WPS: guía de onda pasiva con control de fase

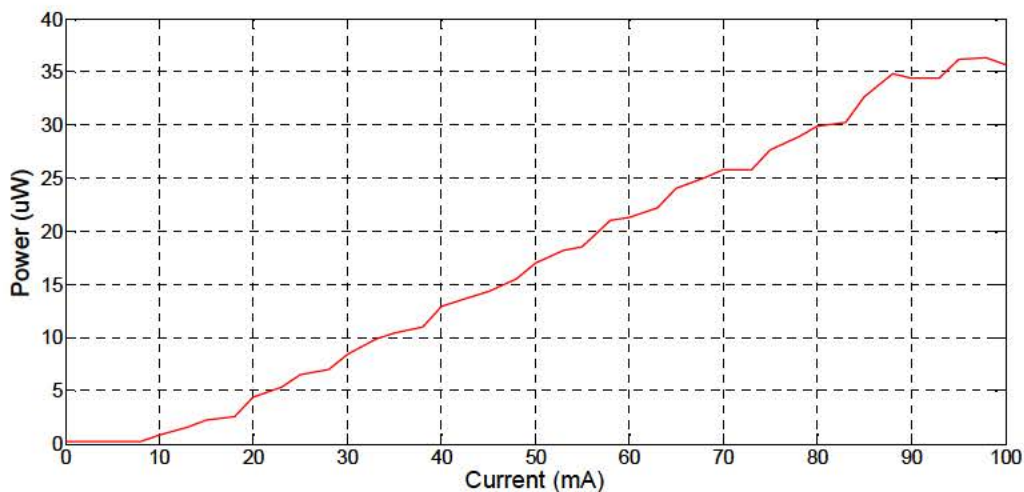
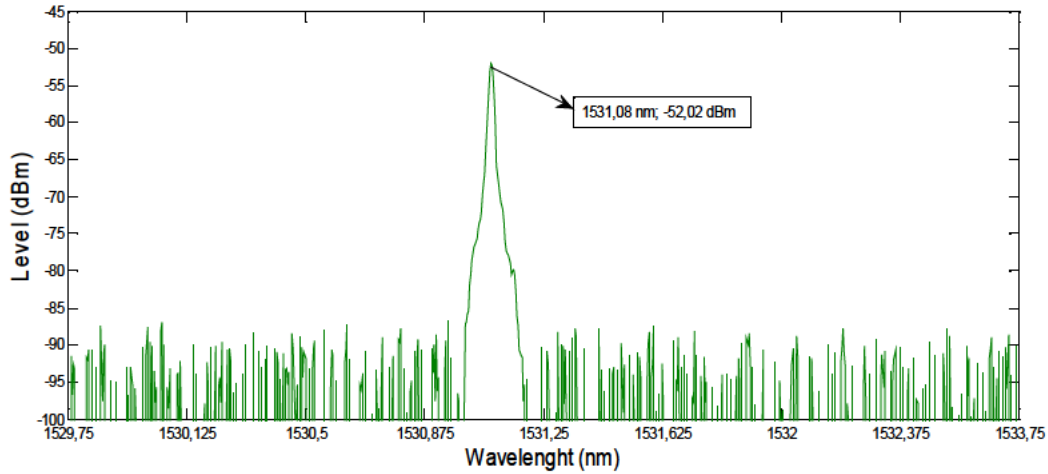


Figura 2.13. Recorrido de la señal emitida por el DBR y Curva característica LI del DBR.

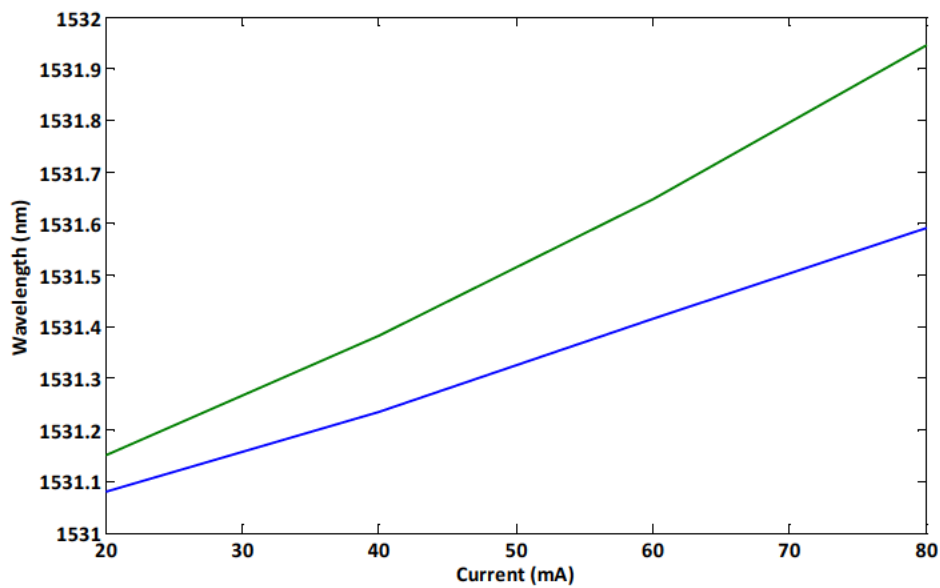
### 2.3.2 Emisión de longitud de onda del láser DBR semilla.

Para evaluar la potencial semilla del OFGC integrado, medimos la emisión de longitud de onda del láser DBR, dependiendo de la corriente inyectada a la sección del SOA, para dos diferentes voltajes en la sección de los reflectores (DBR<sub>1</sub> y DBR<sub>2</sub>) y se

obtiene el resultado mostrado en la Figura 2.14 con lo que verificamos la capacidad de sintonización (“tunabilidad”) del láser DBR.



(a)



(b)

Figura 2.14. a) Emisión de longitud de onda del DBR, para  $I_{soa} = 20$  mA,  $I_{wps} = 0$  mA y  $V_{DBR} = 0$ .- b) Variación de la longitud de onda, cambiando el voltaje en las secciones del DBR. ( $V_{DBR} = -2$  V, línea verde;  $V_{DBR} = 0$  V, línea azul)



También observamos la emisión monomodo del láser en torno a 1531 nm que es diferente a la longitud de onda central esperada (1550 nm); incompatibilidad que se presenta posiblemente debido a desajustes en la fabricación, dado que este parámetro depende del índice de refracción efectivo del material y del período (denominado “pitch”) de los reflectores (“gratings”). Cabe señalar que el manual de diseño de la plataforma genérica señala que las imperfecciones en la fabricación pueden introducir variaciones en la longitud de onda de Bragg; las causas de estos errores incluyen variaciones en el período de los reflectores, ciclo de trabajo de los reflectores, profundidad de los reflectores, composición y ancho de la guía de onda [2].

Para obtener el rango de sintonización del láser, normalmente se varía la polarización de la sección de reflectores, manteniendo constante la corriente del SOA, y la corriente del WPS. De acuerdo al manual de diseño de la plataforma genérica, la máxima corriente por unidad de longitud es de 0.2 mA/ $\mu\text{m}$ . La longitud de los reflectores DBR frontal y posterior es de 230  $\mu\text{m}$ , por tanto la máxima corriente, a ser aplicada en los DBR es de 46 mA. Con estos parámetros, obtenemos un valor de sintonización de 0.23 nm/mA, lo que nos da un rango de sintonización teórico máximo de 10.5 nm.

Experimentalmente realizamos la sintonización de la longitud de onda variando la polarización de los reflectores DBR y manteniendo constante la corriente en el SOA. Sin embargo, sólo obtuvimos un máximo desplazamiento de 1 nm, como se observa en la figura 2.15. También observamos que cuando se incrementa la corriente en el SOA, se produce un desplazamiento de la longitud de onda de emisión, conforme a la figura 2.16. La mínima y máxima longitud de onda generada fue de 1531 y 1534 nm, respectivamente.

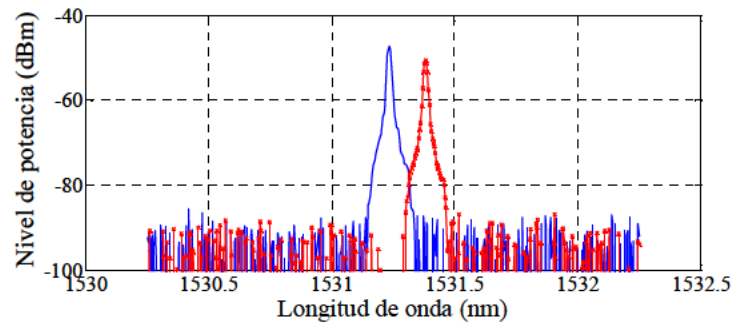


Figura 2.15. Sintonización de longitud de onda, con el incremento del voltaje en los reflectores DBR:  $V_{dbr} = 0V$ ,  $I_{soa} = 40 mA$  (línea azul);  $V_{dbr} = -2V$ ,  $I_{soa} = 40 mA$  (línea roja, x). Desplazamiento obtenido: 0.14 nm.

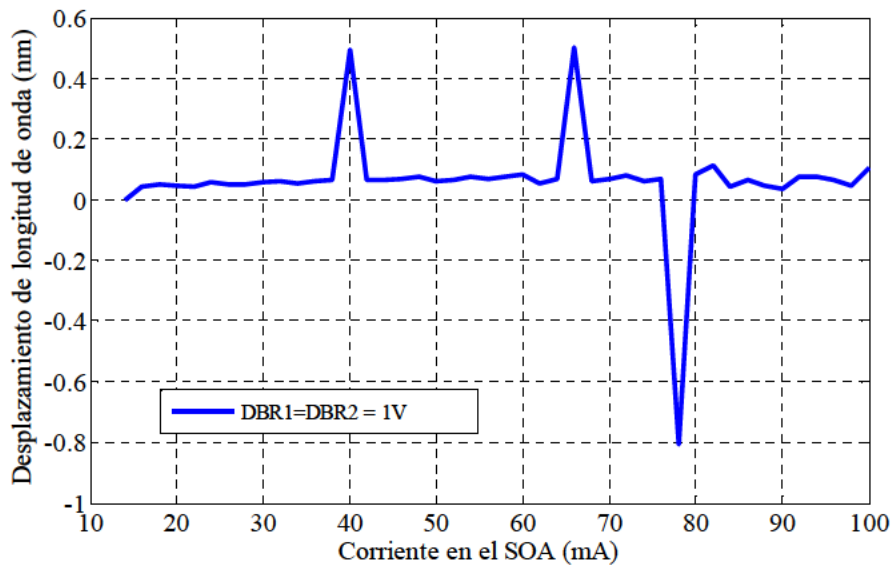


Figura 2.16. Variación de la longitud de onda de emisión (1531 nm), con el barrido de la corriente en el SOA.  $V_{dbr} = 1V$ .

Por otra parte, en razón de que el láser semilla que se usa en un OFCG debe tener un estrecho linewidth óptico [8], realizamos la medición del ancho espectral del láser DBR utilizando el método de autoheterodinaje óptico [9], [10].

Para amplificar la potencia óptica de salida usamos un amplificador EDFA de 5 dB de ganancia. Además usamos un fotodiodo PIN ultra rápido marca U2T – XPDV4120R, con ancho de banda de hasta 100 GHz, cuya señal eléctrica generada se registra en un analizador de espectros eléctrico, marca ANRITSU MS2668C. La frecuencia central de medición es de 11 GHz.

La corriente en el SOA es de 60 mA, la potencia de salida es 19.4  $\mu$ W y la corriente emitida por el fotodiodo es 0.027 mA. El valor del ancho espectral medido FWHM (Full Width Half Máximum) es de 3.16 MHz, considerando un ajuste Lorentziano, valor muy grande para que el DBR sea considerado como láser semilla del OFCG. Ver Figura 2.17.

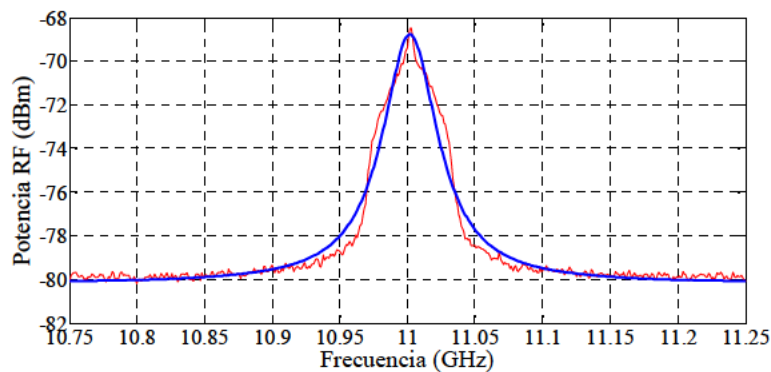


Figura 2.17. Ancho espectral del DBR medido(3.1 MHz), con ajuste lorentziano (línea azul). Isoa= 60 mA, span = 500 MHz, RBW=VBW = 3 MHz .

### 2.3.3 OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno

Después de caracterizar el láser semilla DBR, evaluamos las estructuras anillo. La primera estructura analizada es el anillo MEDIO ya que es uno de los alimentados por el DBR y se muestra en la Figura 2.18. La longitud total de la cavidad es 12.1 mm



(correspondiente a un espaciamiento entre modos de 6.73 GHz). La sección del SOA es dividido en dos por el WPS.

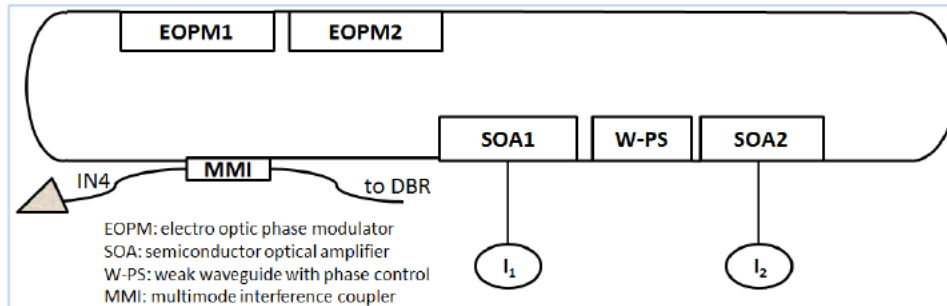


Figura 2.18. Estructura del OFCG anillo con dos EOPM, dos SOA, un WPS y láser semilla interno (DBR)

Se inyecta corriente en las dos secciones del SOA, cortocircuitando los contactos entre sí y midiendo la potencia de salida en la misma cara de salida que se hizo para el DBR; las secciones de EOPM y WPs se conectan a tierra. La curva L-I resultante se muestra en la Figura 2.19, incluyendo además los espectros obtenidos en diferentes rangos de corriente del SOA, apreciándose el comportamiento típico de un láser en anillo. La corriente umbral es baja (inferior a 10 mA), lo que denota bajas pérdidas en la cavidad. Encima del umbral y hasta  $I_{soa} < 40$  mA, el espectro óptico muestra un régimen multimodo, con varios modos longitudinales no enganchados. Para corrientes superiores  $I_{soa} > 40$  mA y hasta la saturación del anillo, observamos un régimen monomodo con la emisión de un modo en torno a la longitud de onda de 1548 nm.

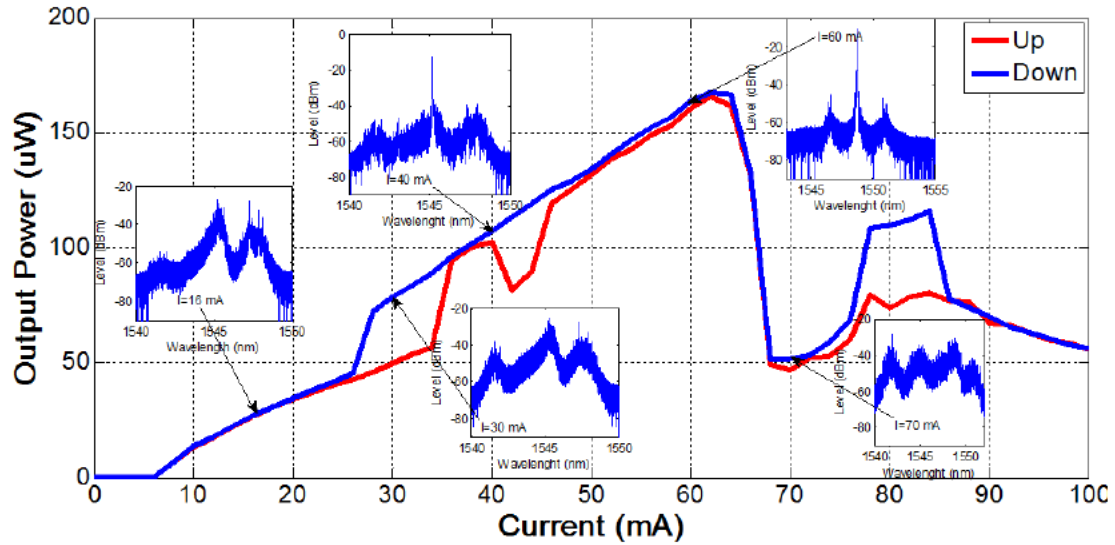


Figura 2.19. Curva característica L-I del anillo de 6.7 GHz.-  $I_{SOA}$  variable. Se observan diferentes espectros de salida, a diferentes corrientes del SOA.

Hemos verificado que cuando polarizamos los dos SOAs simultáneamente, el dispositivo se comporta como una estructura láser anillo. Lo más relevante es que emite en 1548 nm, como se muestra en las figuras 2.22; lo que indica que efectivamente el reflector (“grating”) del DBR (1532 nm) está fuera del pico principal de la ganancia del material.

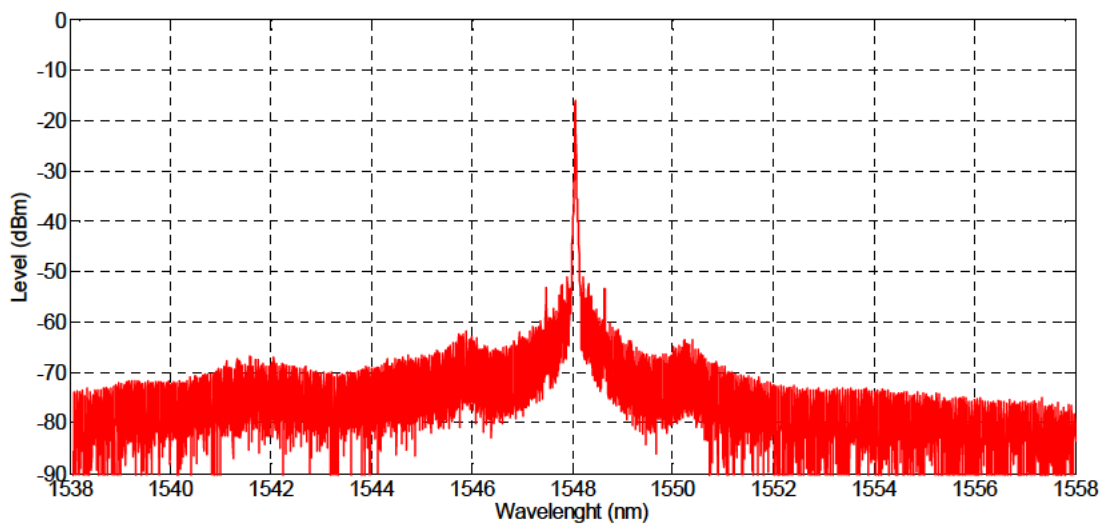


Figura 2.20. Espectro de salida del anillo.  $I_{SOA1} = I_{SOA2} = 45$  mA, rango = 20 nm.

En la Figura 2.21 se presenta un detalle del espectro óptico en el que se puede apreciar que la separación entre modos es de 6.73 GHz, y se corresponde con la longitud de la cavidad. El SMSR (side mode supression rate) es de 34. 8 dB.

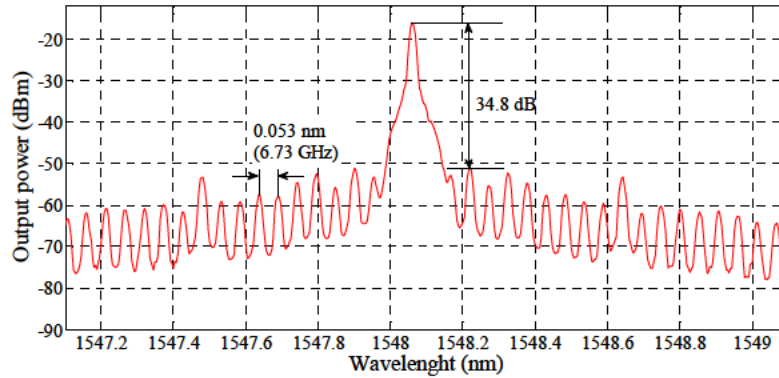


Figura 2.21. Espectro de salida del anillo de 6.73 GHz.  $I_{soa1}=I_{soa2}= 45$  mA, rango = 2nm.

En la figura 2.22 mostramos el espectro conjunto del láser DBR y del anillo. En este gráfico podemos visualizar las zonas de ganancia del anillo en 1545 y 1548 nm que obtenemos cuando inyectamos las corrientes de los SOA en forma asimétrica:  $I_{soa1}= 37.37$  mA  $I_{soa2}= 40$  mA. Concluimos que el espectro de salida del SOA no coincide con la longitud de onda de emisión del DBR.

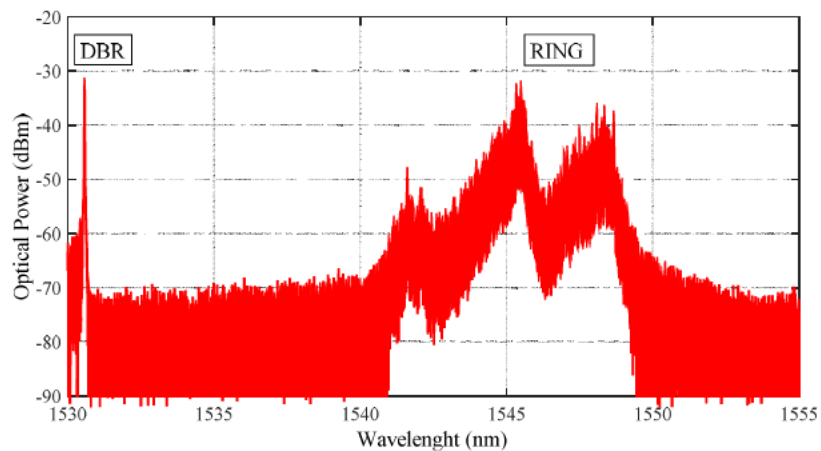


Figura 2.22. Espectro óptico de salida del láser DBR y del anillo.  $I_{soa1}= 37.37$  mA  $I_{soa2}= 40$  mA.  $I_{dbr}= 25$  mA,  $\lambda_{dbr}= 1530.6$  nm,  $I_{soa1}(\text{pico})= 1545.7$  nm,  $I_{soa2}(\text{pico})= 1548$  nm. Rango = 25nm

También medimos el ancho espectral FWHM del modo óptico de la emisión del láser anillo obteniendo un valor de 537 KHz y es más estrecho que la medición del DBR (3.16 MHz de ancho). Por lo tanto, tanto confirmamos que éste no puede ser usado como semilla y se requiere un láser externo. Además, los múltiples modos para generar el peine de frecuencias ópticas no se han logrado con esta estructura y por tanto se requiere trabajar con el OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo.

### 2.3.4 OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo.- 10 GHz.

En esta sección, describimos la medición del OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo cuyo esquema se muestra en la Figura 2.23. La estructura dispone de un SOA polarizado con corriente (Isoa), dos moduladores de fase (EOPM), polarizados con voltaje inverso (V1, V2) y un WPS polarizado con corriente (Iwps).

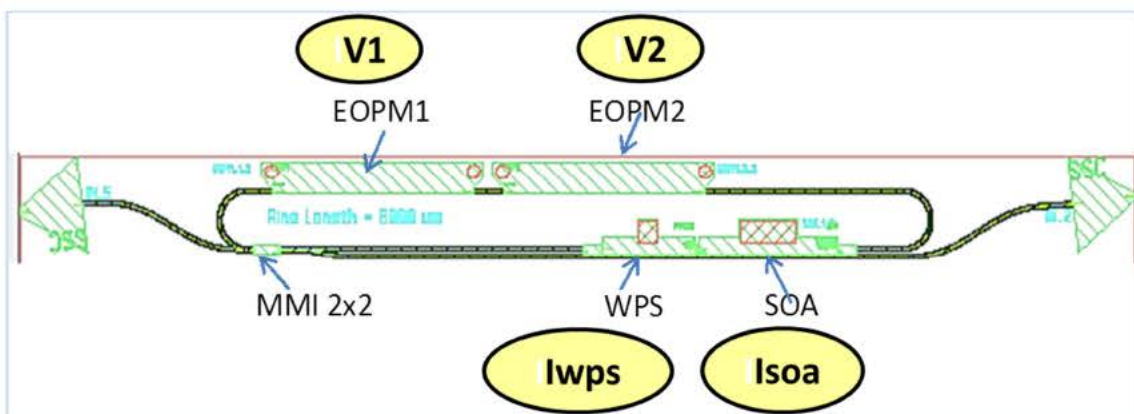


Figura 2.23. Estructura de anillo con dos EOPMs, un SOA y un WPS.

Como todas los OFCG del PIC, el anillo tiene dos accesos que permiten inyectar el láser externo y observar la potencia óptica de salida por el otro extremo, conforme a la fotografía que mostramos en la Figura 2.24.

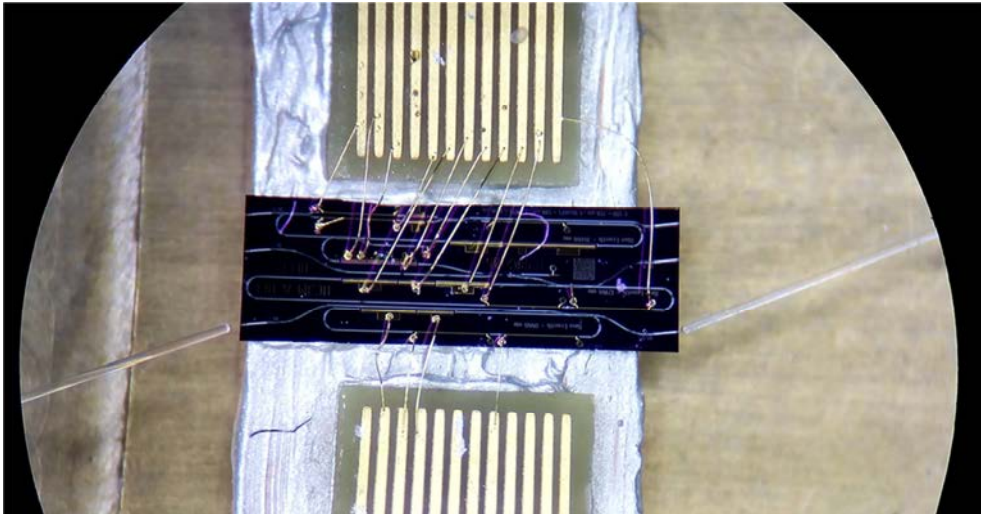


Figura 2.24. Fotografía de la estructura de anillo con dos EOPMs, un SOA y un WPS, en el interior del PIC, con dos fibras ópticas de acceso.

Para las mediciones utilizamos el setup indicado en la figura 2.25. Usamos un láser sintonizable tipo cavidad extendida, marca Sacher Technike, con potencia de emisión de hasta 200 mW y rango de longitud de onda de 1530 -1570 nm. La luz emitida por el láser externo sintonizable (Sacher) ingresa al anillo del PIC, a través de un circulador, que cumple la función de aislador evitando reflexiones. La fibra con lente que incluye además el aislador óptico (OI, Optical isolator) usamos para acoplar la luz de salida de la guía del chip.



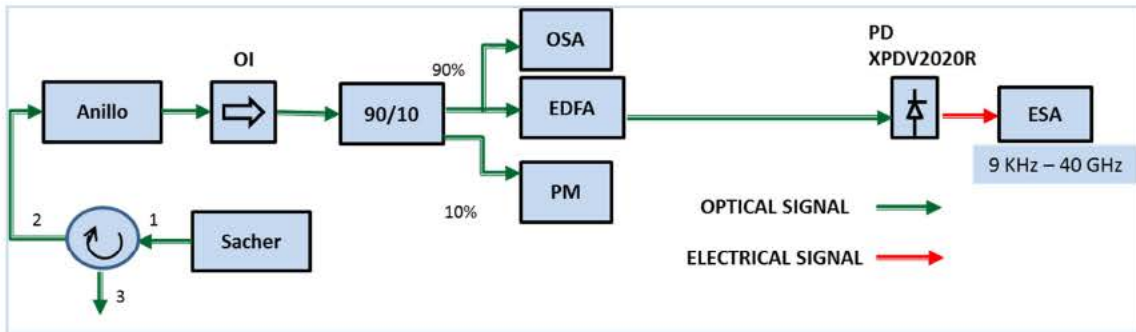


Figura 2.25. Setup para mediciones en estructura anillo con láser externo sintonizable (Sacher) .

La curva LI obtenida mostramos en la figura 2.26. De igual manera que el anillo de 6.7 GHz, este anillo de 10 GHz presenta un comportamiento como láser monomodo ( $\lambda = 1541.6$  nm) hasta una corriente de inyección en la sección ganancia de  $I_{soa} = 45$  mA. Para corrientes superiores  $I_{soa} > 45$  mA, el espectro tiene la forma de un peine óptico. La corriente umbral es  $I_{th} = 18$  mA.

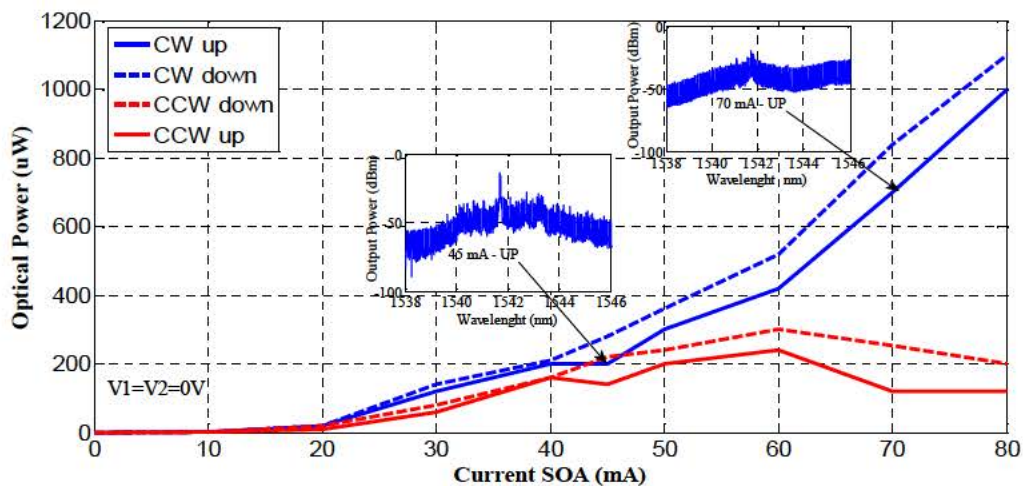


Figura 2.26. Curva LI del anillo, en sentido de subida (up) y de bajada (down), y en sentido horario (CW) y antihorario (CCW).  $I_{th} = 18$  mA.

Para obtener el espectro óptico inyectamos la señal del láser monomodo externo con los siguientes valores: potencia de salida = 1 dBm, (corriente de salida = 80 mA), longitud de onda = 1541.6 nm que corresponde a zona de ganancia del anillo. Realizamos un minucioso ajuste de las condiciones de polarización de los elementos del anillo para lograr el mayor ancho de banda del espectro. Los moduladores EOPM fueron polarizados en forma inversa con voltajes  $V_1 = V_2 = -2.5$  V y la corriente del SOA a 80 mA. Obtuvimos el espectro óptico normalizado respecto al mayor nivel de potencia y que mostramos en la figura 2.27 y una ampliación del mismo entre 1544 y 1550 nm para estimar la planitud del peine óptico, en la figura 2.28

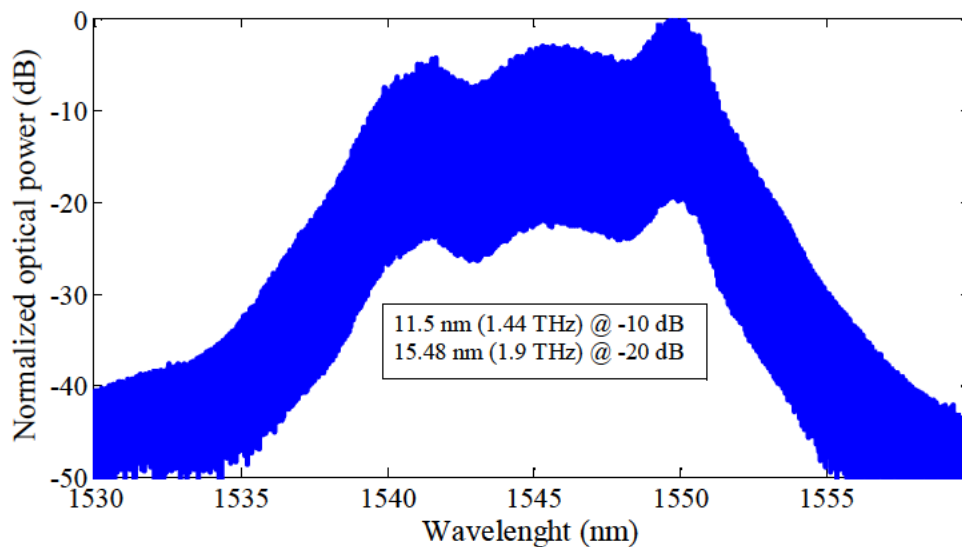


Figura 2.27. Peine óptico obtenido con moduladores y láser semilla. El ancho de banda es de 11.5 nm (1.44 THz) @ -10dB y 15.48 nm (1.9 THz) @ -20dB. Isoa=80 mA,  $V_1=V_2=-2.5$ V.

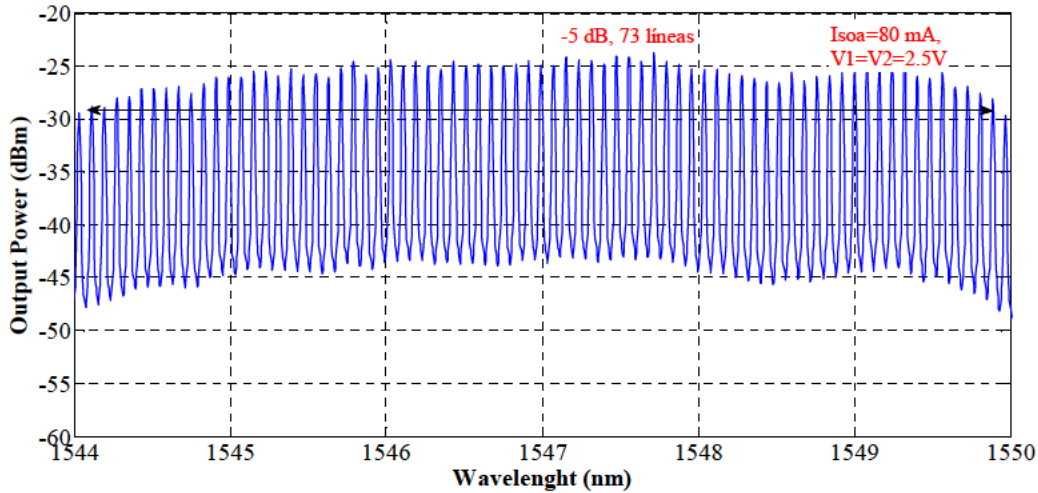


Figura 2.28. Planitud del peine óptico obtenido con 73 líneas @ -5dB y 10.1 GHz de separación. Isoa=80 mA,  $V_1=V_2=-2.5V$ .

El peine óptico obtenido tiene un rango (span) de 11.5 nm (1.44 THz) @ -10 dB y 15.48 nm (1.9 THz) @ -20 dB; con separación intermodal de 10.17 GHz. No es totalmente plano puesto que tiene una evidente variación en la intensidad de los modos; hemos estimado una planitud de 73 líneas @ -5 dB, en las mejores condiciones de medición. Estos valores de ancho de banda y de planitud son equiparables a los resultados del estado del arte actual en cuanto a generación de peines ópticos [11], [12].



## **2.4 Conclusiones.-**

---

Diseñamos un generador de frecuencias ópticas basado en moduladores de fase electro-ópticos, totalmente integrado, que incluye internamente un láser semilla de emisión monomodo (DBR).- Por primera vez se realizan mediciones en este tipo de estructuras integradas.

Fabricamos el chip en una plataforma estándar, el mismo que contiene tres anillos, cuya característica es la capacidad de generar peines a tasas de repetición de 6.73 GHz, 7.5 y 10 GHz.

El peine óptico obtenido es de 11.5 nm (@ -10 dB). Este parámetro es equiparable a resultados obtenidos con dispositivos OFCG con anillo de fibra óptica.

Observamos un incremento de líneas espectrales y ecualización del espectro cuando varía la polarización de los EOPM . Por ejemplo, mencionamos el aumento de 59 a 73 líneas, por la variación de la polarización de  $V=-0.5V$  a  $V=-2.5$ . Por tanto, se concluye que los moduladores electro-ópticos influyen en la planitud del peine y en la cantidad de líneas generadas (ancho de banda).

Consideramos que es de suma importancia trabajar con dispositivos mode-locked, comparando con los resultados obtenidos con estos OFCG basados en moduladores.

## **2.5 Referencias**

---

- [1] K. Ho and J. Kahn, "Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop," *Photonics Technol. Lett. IEEE*, vol. 5, no. 6, pp. 721–725, 1993.
- [2] OCLARO. <http://www.oclaro.com/technology/photonic-integration/>
- [3] J. Zhao, "Integrated Multi-Wavelength Transmitter using Filtered-Feedback ", Thesis dissertation, The Netherlands, 2013
- [4] Y. Dou, H. Zhang and M. Yao, "Generation of Flat Optical-Frequency Comb Using Cascaded Intensity and Phase Modulators," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 9, pp. 727-729, May1, 2012
- [5] Photon Design : <https://www.photond.com/products/picwave.htm>
- [6] T. Sakamoto, T. Kawanishi and M. Izutsu, "Widely wavelength-tunable ultra-flat frequency comb generation using conventional dual-drive Mach-Zehnder modulator", *Electronic Letters*, vol 43, pp. 1039-1040, 2007
- [7] J. Buus, M.C. Amann and D.J. Blumenthal, "Tunable Laser Diodes and Related Optical Sources", 2<sup>nd</sup>. Edition, 2005
- [8] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies and W. P. Shillue, "Generation of 2 THz Span Optical Comb in a Tunable Fiber Ring Based Optical Frequency Comb Generator," *Microwave Photonics*, 2007 IEEE International Topical Meeting on, Victoria, BC, pp. 46-49, 2007.
- [9] Okoshi, T., Kikuchi, K. and Nakayama, A., "Novel method for high Resolution measurement of laser output spectrum", *Electron. Lett.*, Vol. 16, pp. 630-631, 1980
- [10] R. Guzmán M, A. Jiménez, V. Corral Carrera, G. Carpintero, Xaveer J.M. Leijtens and K. Ławniczuk, "Narrow Linewidth Dual-Wavelength Laser Sources Based on AWG for the Generation of Millimeter Wave Signals", XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Valencia, Spain; September, 2014.
- [11] Silva, C.F.C. y Seeds, A.J., "A dense WDM source for high spectral efficiency system using comb generation and SG-DBR injection-locked laser filtering", in *European Conference on Optical Communication*, 2001.

- [12] S. Bennett, B. Cai, E. Burr, O. Gough, and A. J. Seeds, "1.8-THz bandwidth, zero-frequency error, tunable optical comb generator for DWDM applications," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 5, pp. 551–553, May 1999



**Peine de Frecuencias Ópticas  
mediante Láser Mode Locked  
Pasivo**



### **3.1 Introducción**

---

Como discutimos en el capítulo uno, los láseres mode locked (MLLD) son estructuras que permiten la generación de peines de frecuencias ópticas. Para el efecto describimos dos estructuras principales: a) Mode-locking simétrico (SML) y b) Colliding pulse mode-locking (CPM).

#### **Estructura de mode-locking simétrico (SML)**

En este esquema el absorbente saturable (SA) se coloca al final de la cavidad lineal y los espejos tienen la misma reflectividad, como se muestra en la figura 3.1. Los espejos pueden ser caras clivadas o estructuras de espejos pasivos (MIR: multimode interference reflectometer) que permiten una integración activa – pasiva y un control preciso de la longitud del SA; además utilizando MIRs el láser mode locked puede ser libremente localizado en el chip lo que representa una ventaja de diseño [1].



Figura 3.1. Fotografía del Circuito integrado fotónico que contiene el láser mode-locked pasivo anillo y otros láseres

#### **Estructura de colliding pulse mode-locking (CPM)**

En este esquema el absorbente saturable (SA) se coloca en el centro del resonador. En este caso, dos pulsos se propagan en la cavidad en direcciones opuestas y colapsan

en el SA, saturándolo simultáneamente; por esta razón, la tasa de repetición es el doble respecto de la configuración SML. Estas estructuras pueden diseñarse en cavidad lineal [2] o en anillo [3] y se muestran en las figuras 3.2 y 3.3, respectivamente.



Figura 3.2. Láser mode-locked en configuración lineal, en estructura de CPM. SOA: amplificador óptico, SA: absorbente saturable, L: longitud de la cavidad

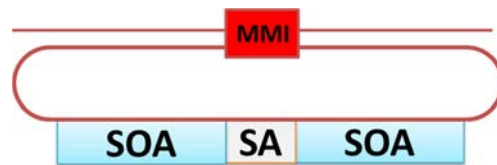


Figura 3.3. Láser mode-locked, en configuración anillo, en estructura de CPM. SOA: amplificador óptico, SA: absorbente saturable, MMI: acoplador

El CPM en láseres lineales es sensible a cualquier desajuste de la posición del SA en el interior de la cavidad, a diferencia del caso de los diseños de CPM en anillos, donde el SA puede ser posicionado libremente siempre que ambos pulsos experimenten similar amplificación. Otra ventaja de la configuración en anillo es que la tasa de repetición, la cual es determinada por la longitud de la cavidad, puede ser controlada más exactamente que el láser tipo Fabry Perot con caras clivadas [4].



## **3.2 Diseño del Láser mode locked pasivo en configuración anillo**

---

Por las razones expuestas en la introducción de este capítulo y debido a que no se necesita fuente láser de referencia, se realizó el diseño del OFCG mediante láser mode locked pasivo monolíticamente integrado en configuración anillo. Además, se escoge configuración en anillo por las siguientes razones: a) Su gran ventaja de no necesitar caras clivadas para conformar la cavidad como el caso de las cavidades lineales tipo Fabry-Perot [5], b) Debido a la facilidad de integración con otros componentes para obtener circuitos integrados fotónicos

El láser anillo contiene dos amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) de 370  $\mu\text{m}$  con un absorbente saturable en el medio de 20  $\mu\text{m}$ , para conseguir la simetría del dispositivo logrando la operación mode-locked y un acoplador de interferencia multimodo (MMI) que acopla las dos ondas ópticas CW (clock wise) y CCW (counter clock wise) que se generan en el anillo[3]. La regla de diseño establece que la relación de la longitud entre el SOA y el SA debe ser de 10 a 20 veces, para conseguir un mode locked estable [6]. En nuestro caso, la relación entre SOA y SA es 18.5.

La fotografía del circuito integrado fotónico, el diagrama de bloques y la fotografía del láser anillo son mostrados en las figuras 3.4 y 3.5, respectivamente.

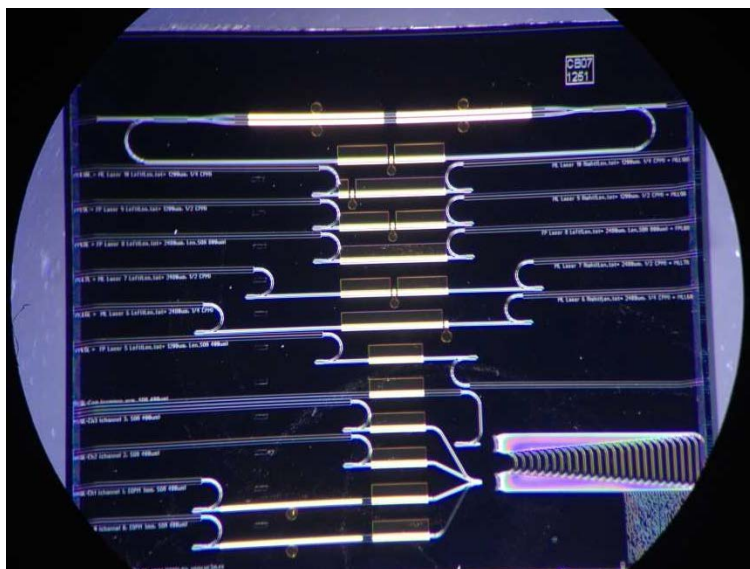


Figura 3.4. Fotografía del Circuito integrado fotónico que contiene el láser mode-locked pasivo anillo y otros láseres

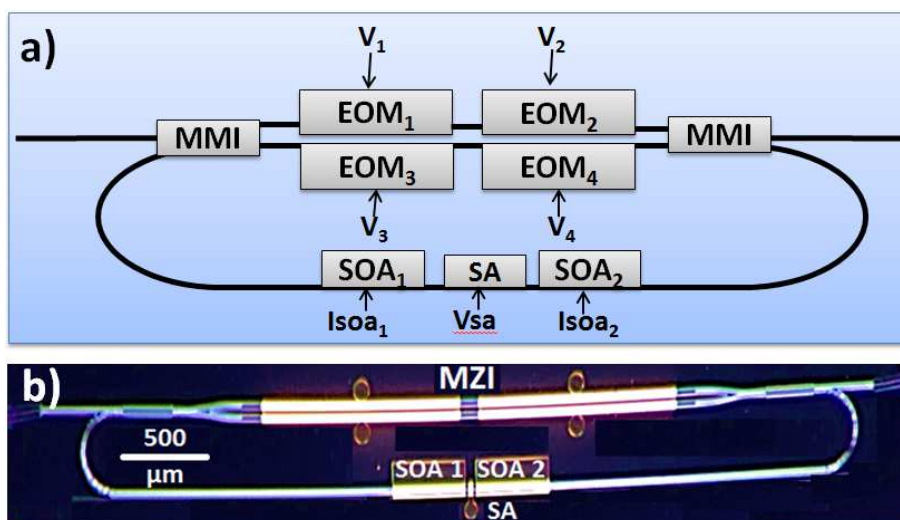


Figura 3.5. a) Diagrama de bloques de láser anillo integrado. SOA: Semiconductor optical amplifier, SA: Saturable absorber, MMI: Multimode interference, EOM: electro-optic modulator. b) Fotografía del Láser anillo integrado, indicando el Mach Zehnder Interferometer (MZI) que incluye dos moduladores electro-ópticos (EOM) en cada brazo

Operamos con un espaciamento en frecuencia de 10 GHz, para comparar con el OFCG mediante anillo recirculante de igual tasa de repetición descrito en el capítulo dos; por lo tanto, el dispositivo diseñado tiene una cavidad de 8062  $\mu\text{m}$  de longitud, correspondiente a ese espaciamento. También dispone de un Interferómetro Mach

Zehnder (MZI, Mach Zehnder Interferometer) que usa dos EOM de 1000  $\mu\text{m}$  en cada brazo para ecualizar el espectro de ganancia en la cavidad láser [7]. La longitud de los EOM es la recomendada en el manual de diseño de la plataforma genérica para lograr una eficiente modulación a altas frecuencias ( $\sim 10$  GHz), al igual que otras plataformas que fabrican en InP.

El dispositivo fue fabricado en la plataforma tecnológica de integración genérica, ofrecida por Cobra/SMART Photonics Photonics [8], en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer), compartiendo costos con otros usuarios, utilizando los bloques funcionales estándares ofrecidos.

A continuación presentamos los resultados de la fase experimental con el OFCG diseñado.

### **3.3 Resultados de la caracterización experimental**

---

El setup que usamos para caracterizar el dispositivo se muestra en la Figura 3.6. El chip fue colocado sobre una montura de cobre, estabilizada a 16 °C. Usamos una fibra con lente anti-reflejo para acoplar la luz de salida de la guía del chip, que incluye además un aislador óptico (OI, Optical isolator). La luz de salida puede ser extraída a través de los dos acopladores (MMI) y las dos guías de onda de salida, cuyas caras finales son diseñadas con un ángulo de 7 grados, respecto a la horizontal, para minimizar reflexiones. El aislador es seguido por un divisor de potencia (splitter) de razón 90/10, dividiendo la potencia óptica de salida en dos brazos. El ramal del 10% es conectado al Medidor de Potencia (Power Meter) que provee una medida constante de

la potencia óptica generada. El otro brazo, con 90% de división, utilizamos para conectar a los diferentes instrumentos de medida.

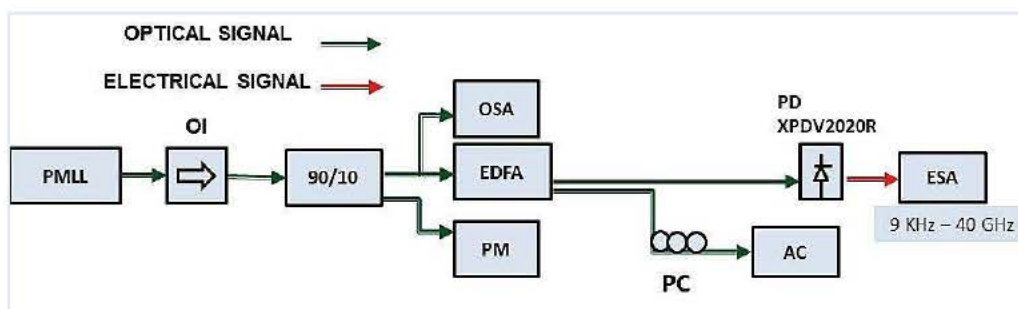


Figura 3.6. Setup experimental. PMLL: láser modelocked pasivo. OI: Aislador Óptico. OSA: Analizador de Espectro Óptico. EDFA: Amplificador de fibra dopada de erbio. PM: medidor de potencia. PC: control de polarización. AC: autocorrelador. PD: fotodiodo modelo XPDV2020R. ESA: Analizador de Espectros Eléctrico

El analizador de espectros óptico (OSA, optical spectrum analyzer) con 0.02 nm de resolución usamos para observar el espectro. El auto-correlador (AC, auto-correlator), utilizamos para medir el ancho de pulso. Para esto previamente amplificamos la señal óptica usando un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier), modelo Nortel telecom FA14UFAC. Para el acceso a las conexiones del chip utilizamos la estación de puntas que se visualiza en la Figura 3.7

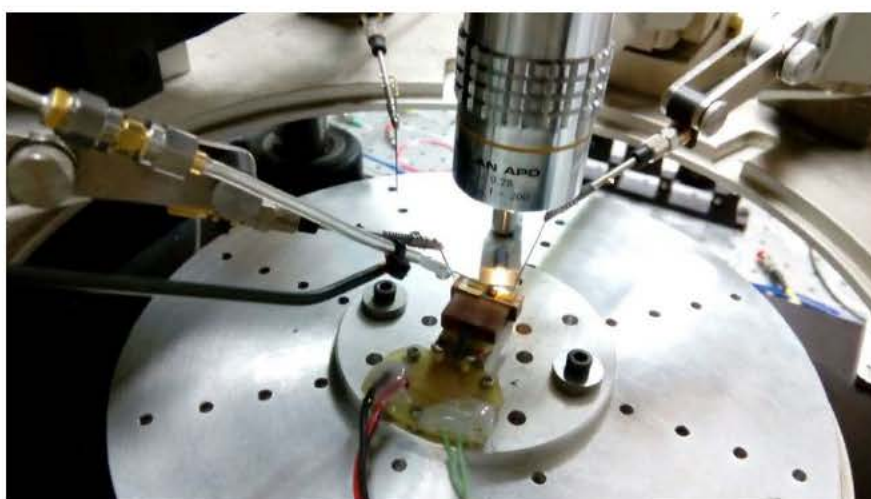


Figura 3.7. Estación de puntas utilizada en el laboratorio, para mediciones

### 3.3.1 Caracterización de curva L-I

Realizamos la medición de la potencia óptica de salida respecto a la corriente de entrada en la sección de ganancia (curva L-I). Para cada valor de corriente se registra también el espectro óptico con respecto a la corriente, tal como se muestra en la figura 3.8.

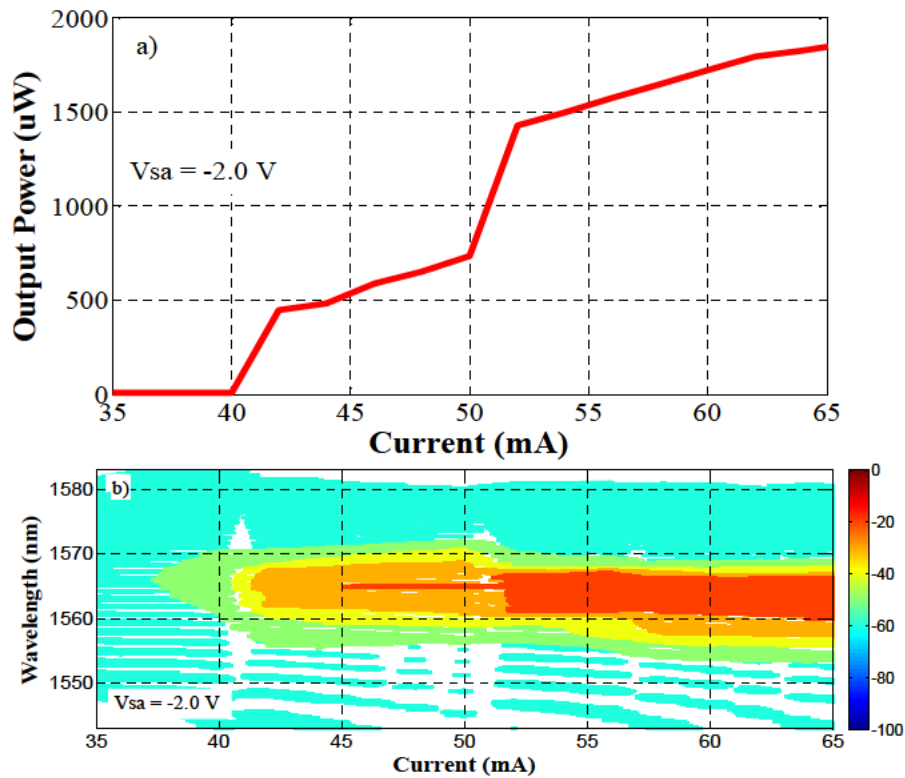


Figura 3.8. a) Curva característica de potencia óptica de salida versus corriente (curva L-I). b) Evolución del espectro óptico.

Estos gráficos se obtienen incrementando la corriente aplicada a los dos SOAs cortocircuitados, en pasos de 2 mA desde 0 a 65 mA. Los moduladores de fase  $EOM_1$  and  $EOM_2$  del brazo superior del MZI (interferómetro Mach Zehnder) son polarizados con voltajes de  $V_1=V_2= -1.3$  V, mientras que los del brazo inferior,  $EOM_3$  y  $EOM_4$  son

conectados a tierra. Esto establece una polarización asimétrica de los moduladores de fase, lo cual genera el desplazamiento de fase necesario para conseguir la planitud de las amplitudes del espectro. El absorbente saturable se polariza al nivel requerido con el que se consigue el régimen mode-locking, con  $V_{sa} = -2.0$  V.

A partir de esta curva L-I se determina la corriente umbral del anillo láser:  $I_{th} = 40$  mA. El peine óptico generado a -10 dB va desde 1558 nm a 1566.7 nm cuando la corriente del SOA es de 51.7 hasta 65 mA.

La evolución el espectro óptico en la figura 3.8b) muestra que las discontinuidades en la curva L-I están ligadas con los cambios en el régimen de operación del dispositivo. Para lograr el régimen mode-locking, debemos incrementar la corriente hasta 52 mA, punto en el que se observa un amplio espectro característico de modos enganchados.

En las figuras 3.9, 3.10, 3.11 y 3.12 se muestran los espectros ópticos para corrientes de polarización del SOA de 40, 50m 56 y 60 mA, respectivamente. Se observa los regímenes de operación del láser en emisión espontánea, multimodo (donde los modos no están enganchados) y mode-locked (modos enganchados y con mayores niveles de amplitud), respectivamente.

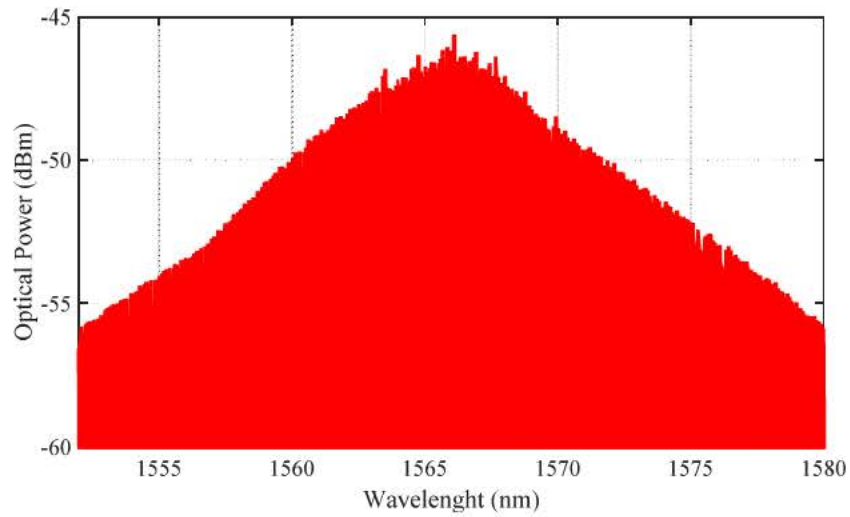


Figura 3.9. Espectro óptico, emisión espontánea.  $I_{soa} = 40$  mA,  $V_{sa} = -2$  V,  $V_1 = V_2 = -1.3$  V

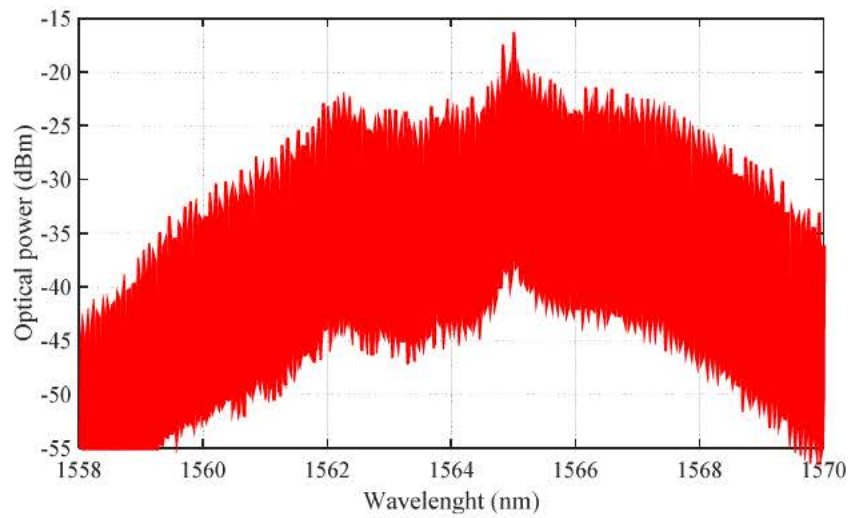


Figura 3.10. Espectro óptico, emisión multimodo, con un modo dominante.  $I_{soa} = 50$  mA,  $V_{sa} = -2$  V,  $V_1 = V_2 = -1.3$  V



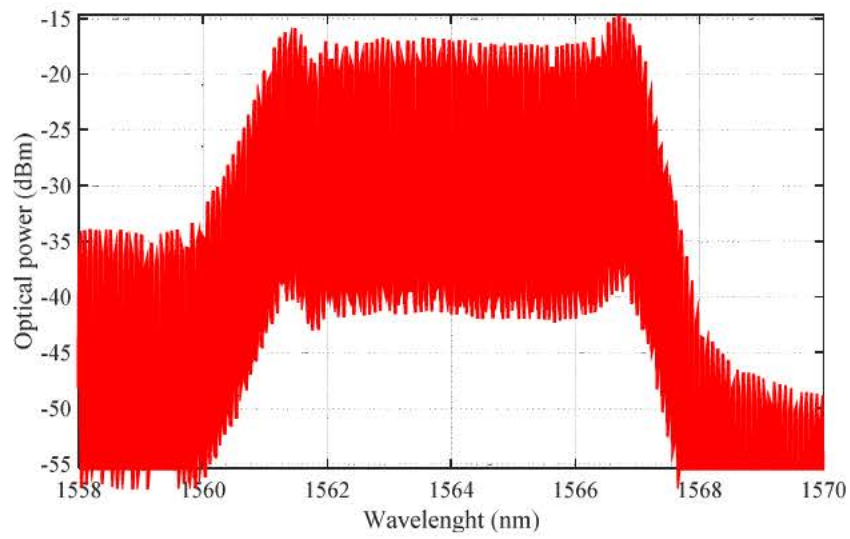


Figura 3.11. Espectro óptico, emisión multimodo, régimen mode-locked. Isoa= 56 mA, Vsa=-2V,  $V_1=V_2= -1.3V$

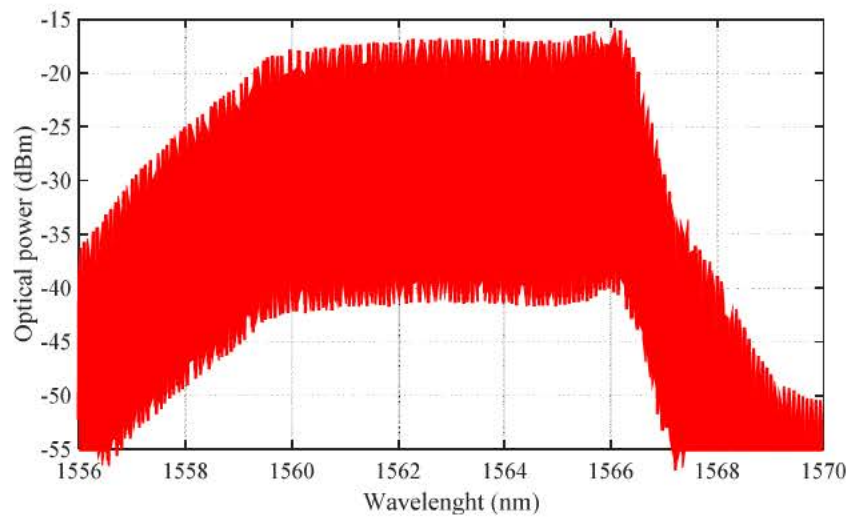


Figura 3.12. Espectro óptico, emisión multimodo, régimen mode-locked. Isoa= 60 mA, Vsa=-2V,  $V_1=V_2= -1.3V$



### 3.3.2 Peine de frecuencias óptico obtenido.-

El peine de frecuencias óptico se consigue mediante la polarización de los dos amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) con 62 mA de corriente, el absorbente saturable con -2V de voltaje de polarización y los moduladores de fase con voltaje  $V_1 = V_2 = -1.3V$ . Bajo estas condiciones, la potencia óptica promedio lograda es 2 mW.

El espectro del peine se muestra en las figuras 3.13 y 3.14 en dos aspectos: Primero se observa el rango completo del espectro y luego visualizamos el ancho de banda a 3dB y 10 dB, con detalle de los modos obtenidos.

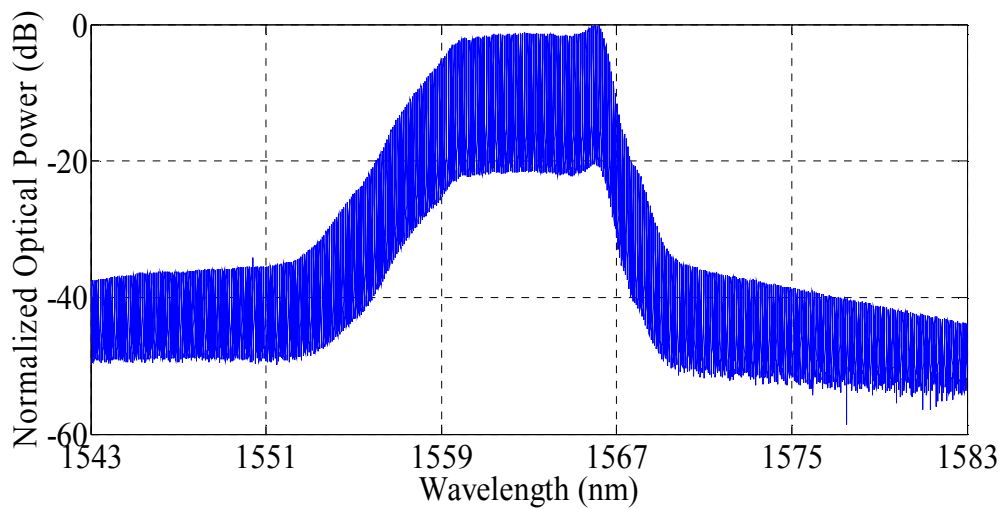


Figura 3.13. Espectro del comb medido en el analizador de espectros (OSA). Rango de 40 nm. Condiciones de polarización: Isoa1=Isoa2= 62 mA;  $V_1 = V_2 = -1.3V$ ;  $V_{sa} = -2.0 V$ . Potencia óptica de salida = 2 mW

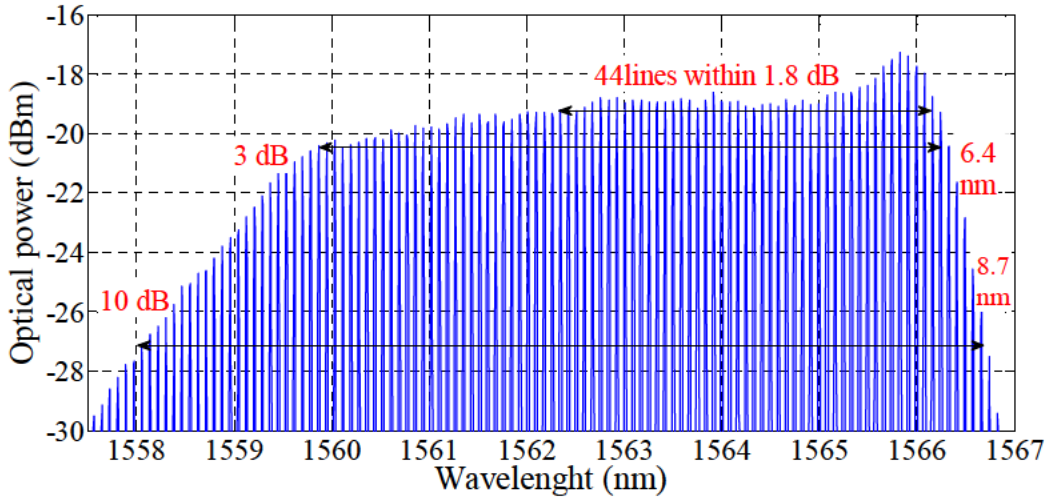


Figura 3.14. Espectro del comb medido en el analizador de espectros (OSA). Condiciones de polarización: Isoa1=Isoa2= 62 mA;  $V_1= V_2= -1.3V$ ;  $V_{sa}= -2.0 V$ . El span a -10 dB del peine es 8.7 nm (1.08 THz) con 107 líneas espaciadas por 10.16 GHz

El espectro del peine presenta un rizado inferior a 2dB. Los anchos de banda a -5dB y -10 dB son más útiles para caracterización [3] , [9]. El ancho de banda a -10 dB es 8.7 nm (1.08 THz) con 107 líneas espectrales espaciadas por 10.16 GHz; frecuencia determinada por la longitud de la cavidad. También el espectro óptico muestra un ancho de banda a 3 dB de 6.4 nm. Estos son los mejores resultados que se han obtenido a partir de un minucioso ajuste del voltaje de polarización del absorbente saturable y de la corriente de inyección en los amplificadores ópticos.

Los moduladores electro-ópticos se utilizan para un ajuste fino de la planitud (“flatness”) del peine. Es importante ajustar el voltaje de polarización de los EOPM, para cambiar las amplitudes relativas o potencia óptica de las líneas, de modo que tengan las mismas amplitudes y así ecualizar la forma del espectro de salida del peine. [10]. En el presente trabajo de investigación obtuvimos una planitud (“flatness”) de 44 líneas dentro de una variación de potencia de 1.8 dB; lo cual es un valor notable en el contexto del estado del arte actual, en el que se han logrado valores de planitud de 29

líneas en 38 líneas en 1 dB [11] y 1.5 dB [12] con OFCG con moduladores en cascada. Con láseres mode locked y con OFCG con moduladores en anillo recirculante no se han establecido valores de planitud.

### **3.3.3 Medición del ancho de pulso.-**

Para comprobar el enganche de los modos y la operación del anillo en régimen mode-locked, realizamos la medición del ancho de pulso, utilizando el autocorrelador.

La figura 3.15 muestra la traza de autocorrelación del pulso generado a 10.1 GHz. El ancho de pulso FWHM obtenido es de 21.2 ps (asumiendo una forma de onda secante hiperbólica). La curva punteada es la traza experimental y la curva continua es el ajuste teórico para el pulso con forma de onda secante hiperbólica. El FWHM (Full Width Half Maximum) de la intensidad de autocorrelación es 32.8 ps, que corresponde a un ancho de pulso de 21.2 ps, de acuerdo con la teoría [13].

La traza de autocorrelación registrada tiene leves desajustes respecto a la curva de ajuste. El producto tiempo-ancho de banda (TBP, time bandwidth product) es 16.9, un valor alto respecto al límite teórico de la transformada de Fourier (0.3148), posiblemente debido a la dispersión existente en la cavidad y a la dispersión introducida por el EDFA en el pulso [14].

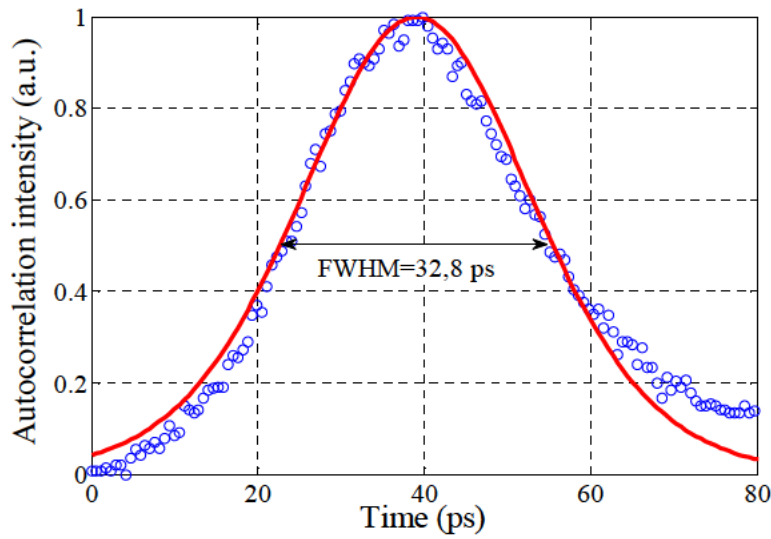


Figura 3.15. Medida de la intensidad de autocorrelación utilizando un auto-correlador background-free , APE Pulse-Check. La curva punteada es la traza experimental y la curva sólida es el ajuste, con forma de onda secante hiperbólica. Span = 80 ps, Isoa<sub>1</sub>=Isoa<sub>2</sub>= 62 mA, V<sub>1</sub>= V<sub>2</sub>= -1.3V, V<sub>sa</sub>=-2.0 V.

### 3.3.4 Espectro eléctrico.-

Medimos el espectro eléctrico para detectar la frecuencia fundamental y las señales armónicas superiores demostrando la existencia de un tren de pulsos, para comprobar que el dispositivo opera en un régimen mode locked pasivo. La señal de batido RF del láser anillo mode-locked pasivo se muestra en la figura 3.16, la cual tiene un ancho espectral RF de 15.41 KHz, medido en el analizador de espectros modelo ANRITSU MS2668C y utilizando el fotodiodo de 40 GHz, modelo U2T XPDV2020R, para la conversión optoelectrónica. El ajuste lorentziano no encaja totalmente en los extremos de la señal medida. Consideramos que la razón de este leve desajuste es que los modos no están completamente enganchados.

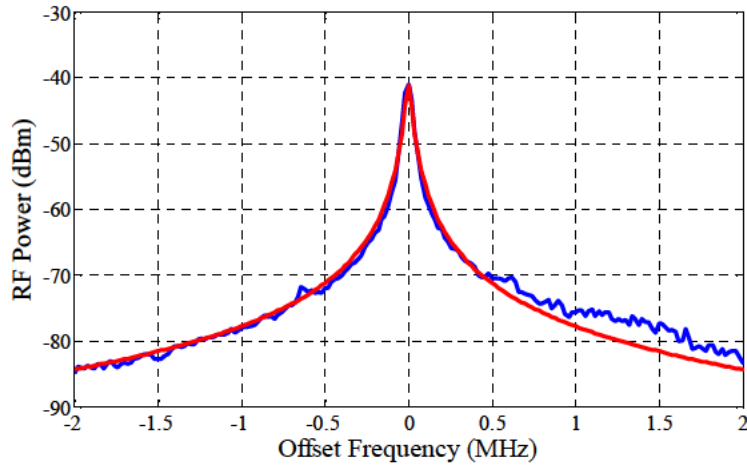


Figura 3.16. Espectro eléctrico de la señal de batido creado a partir de dos líneas adyacentes del peine. Span=4 MHz, RBW=VBW=10 KHz, Isoa1=Isoa2=62mA, V1= V2= -1.3V, Vsa=-2.0 V. Las línea azul y roja representan el batido medido y el ajuste Lorentziano, respectivamente.

El espectro RF en rango completo fue registrado a las mismas condiciones de polarización de la medición del tono fundamental. El espectro se muestra en la figura 3.11 donde la frecuencia fundamental está 40.86 dB sobre el piso de ruido. La frecuencia fundamental está a 10.16 GHz, la cual corresponde al espaciamiento de frecuencias determinado por la longitud de la cavidad del anillo. La segunda armónica se registra a 20.32 GHz. Estas mediciones confirman el enganche de los modos.

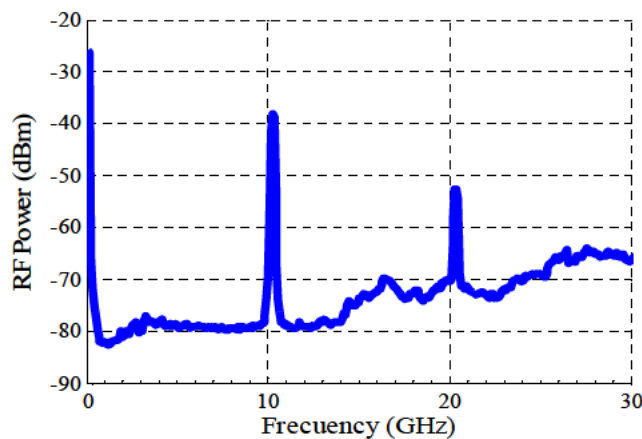


Figura 3.17. Potencia RF medida utilizando el fotodiodo de 40 GHz y el analizador de espectros eléctrico, donde la frecuencia fundamental está a 40.86 dB sobre el piso de ruido. Frecuencia fundamental = 10,16 GHz, Span = 30GHz, RBW=VBW=3MHz, Tiempo de barrido (ST) = 1s, Isoa1=Isoa2= 62 mA, V1=-1.3V, V2=-3V, Vsa=-1.3 V

### **3.4 Conclusiones**

---

Demostramos la generación de peines de frecuencias ópticas usando un láser anillo integrado con interferómetro Mach Zehnder, operando en régimen mode locked pasivo, fabricado en una plataforma tecnológica de integración genérica, en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer), compartiendo coste de fabricación con otros usuarios, utilizando los bloques funcionales estándares existentes.

Conseguimos un peine óptico con líneas espaciadas 10.16 GHz en un ancho espectral de 8.7 nm ( a -10 dB) como resultado de las mediciones realizadas. La potencia óptica de salida es de 2 mW. No es necesario el uso de una señal RF externa ni un láser semilla para generar el peine.

El dispositivo exhibe un estrecho ancho de línea (15.41 KHz) del tono de batido RF y una notable planitud del espectro (44 líneas dentro de 1.8 dB de desviación de potencia).

Concluimos que el uso de bloques estandarizados en el presente diseño podrían permitir el desarrollo de un set de dispositivos que puedan ser utilizados en otras rondas de fabricación a futuro, implementando circuitos más complejos, como transmisores multilongitud de onda para aplicaciones DWDM

### **3.5 Referencias**

---

- [1] C. Gordón, R. Guzmán, X. Leijtens, and G. Carpintero, "On-chip mode-locked laser diode structure using multimode interference reflectors," *Photon. Res.* 3, 15-18, 2015.
- [2] C. Gordón, R. Guzmán, V. Corral, X. Leijtens, and G. Carpintero, "On-chip Colliding Pulse Mode-locked laser diode (OCCP-MLLD) using multimode interference reflectors ", *Optics Express*, Vol. 23, No. 11 DOI:10.1364/OE.23.014666, May 2015.
- [3] E. Bente, V. Moskalenko, S. Latkowski, S. Tahvili, L. Augustin and M. Smit, "Monolithically integrated InP-based modelocked ring laser systems", *Proc. of SPIE*, vol. 9134, pp. 91340C-1–91340C-10, 2014.
- [4] Valentina Moskalenko, "Extended cavity passively mode-locked lasers in indium phosphide generic integration technology", PhD Thesis Dissertation, The Netherlands, 2016.
- [5] T. Krauss, P. J. R. Laybourn and J. Roberts, "CW operation of semiconductor ring lasers," in *Electronics Letters*, vol. 26, no. 25, pp. 2095-2097, 6 Dec. 1990.
- [6] K. A. Williams, M G Thompson and I H White "Long-wavelength monolithic mode-locked diode lasers" *New Journal of Physics* Vol. 6, 179, 2004.
- [7] V. Moskalenko, J. Javaloyes, S. Balle, M. K. Smit and E. A. J. M. Bente, "Theoretical Study of Colliding Pulse Passively Mode-Locked Semiconductor Ring Lasers With an Intracavity Mach-Zehnder Modulator," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 50, no. 6, pp. 415-422, June 2014.
- [8] SMART PHOTONICS. <http://www.smartphotonics.nl/>
- [9] J. Parker, A. Sivananthan, M. Lu, L. Johansson, y L. Coldren, "Integrated phase-locked multi-THz comb for broadband offset locking", in *Optical Fiber Communication Conference*, 2012, p. OM3E-5
- [10] L. Chen, C. R. Doerr, N. Dupuis, "Tunable optical frequency comb generator", United States Patent application publication, Sep. 13, 2012
- [11] R. Wu, V.R. Supradeepa, C. M. Long, D. E. Leaird and A. M. Weiner, "Generation of very flat optical frequency combs from continuous wave lasers using cascaded intensity and phase

- modulators driven by tailored radio frequency forms”, *Opt. Lett.*, vol 35, no. 19, pp. 3234-3236, 2010.
- [12] Y. Dou, H. Zhang and M. Yao, "Generation of Flat Optical-Frequency Comb Using Cascaded Intensity and Phase Modulators," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 9, pp. 727-729, May1, 2012
- [13] Sala, K., Kenney-Wallace G.A. and Hall G.E. "CW Autocorrelation Measurements of Picosecond Laser Pulses”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE-16, no. 9, pp 990–996, 1980.
- [14] Parker, A. Bhardwaj, P. R. A. Binetti, Y-J. Hung, and L. A. Coldren, "Monolithically Integrated Gain-Flattened Ring Mode-Locked Laser for Comb-Line Generation,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 2, pp. 131–133, Jan. 2012



# **Láser Mode Locked Pasivo e Híbrido de baja frecuencia**



---

## 4.1 Introducción

---

En este capítulo se presenta el diseño y caracterización de circuitos integrados fotónicos basados en MLLD con baja tasa de repetición, entre 2.7 y 2.8 GHz y son estructuras de cavidad larga (30 y 29 mm) que operan en régimen mode locked pasivo e híbrido.

Existe mucha literatura sobre láseres mode locking integrados, habiendo una amplia información sobre el estado del arte en las referencias [1] y [2]. Sin embargo, analizando aquellas soluciones que operan dentro del rango de frecuencias de interés de nuestro proyecto (2 GHz – 14 GHz), el número se reduce significativamente debido a la dificultad de lograr tasas de repetición de bajas frecuencias.

Existen varias alternativas para bajar la frecuencia: a) Aumentando la longitud del resonador, dado que es inversamente proporcional la frecuencia, y b) Mediante un post-procesado de los pulsos en el chip, que permita aumentar el período del tren de pulsos.

En la tabla 4.1 se muestra la relación entre tasa de repetición y longitud de la cavidad, en láseres mode-locked, así como la cuantificación de pérdidas en la guía de ondas, tomando en cuenta que las pérdidas en InP es 3dB/cm y en Si es 0.5 dB/cm [3].

Tasa de repetición ML (MHz)	Longitud de la cavidad (mm)	Pérdidas en In/P (dB)	Pérdidas en Si (dB)
10	8141,11	2442	407.05
100	814,11	244.2	40.7
1000	81,41	24.4	4.07
2500	32,56	9.7	1.62
2700	30,15	9.04	1.05
2800	29,07	8.72	1.45

Tabla 4.1: Relación entre tasa de repetición y longitud de la cavidad, en láseres mode-locked

El récord actual de frecuencia más baja obtenida desde un PIC monolítico es de 2.5 GHz [4]. El dispositivo de cavidad extendida, de 33 mm de longitud, contiene dos secciones de ganancia ( $SOA_1$  y  $SOA_2$ ), entre las que se sitúa el absorbente saturable (SA), en configuración mode locked. El área que ocupa este dispositivo es  $4 \text{ mm}^2$  ( $2.3 \text{ mm} \times 1.75 \text{ mm}$ ).

Sin embargo, debido a las pérdidas de propagación en el InP, los MLLD deben ser realizados mediante la integración híbrida. Las guías pasivas se realizan en silicio, y la ganancia en InP. Un ejemplo es el publicado en la referencia [3], en el que la cavidad es de 9 cm y tiene una tasa de repetición de 930 MHz, tal como se muestra en la Figura 4.1.

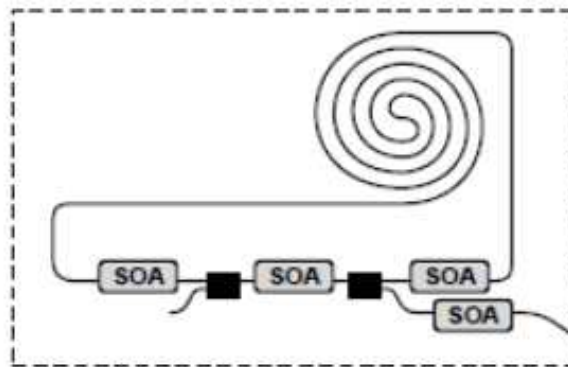


Figura 4.1. Esquema del dispositivo mode-locked de cavidad ultra larga [3]

El diodo láser está conformado por tres amplificadores ópticos (SOAs) en el interior de la cavidad que proveen la ganancia y uno más localizado en la guía de salida, para aumentar la potencia óptica emitida. El área que ocupa este dispositivo es  $60 \text{ mm}^2$  ( $6 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ ). El peine de frecuencias generado, en régimen híbrido, aplicando una potencia de señal inyectada de 20 dBm a la frecuencia fundamental (927 MHz), presenta bandas laterales alrededor de 0.7 – 0.8 MHz, además de una super-modulación

sobre dicho peine de frecuencias, con un período de alrededor de 15 GHz, debido a la interferencia de dos grupos de modos que presenta el dispositivo.

Esto nos lleva a concluir que un diseño para frecuencias por debajo de 100 MHz no es realizable monolíticamente en InP. Para generar la frecuencia de repetición por debajo de los 900 MHz se pueden utilizar técnicas de procesamiento de señal on-chip. Un ejemplo es el presentado recientemente en el año 2014 [5], cuyo esquema se visualiza en la figura 4.3.

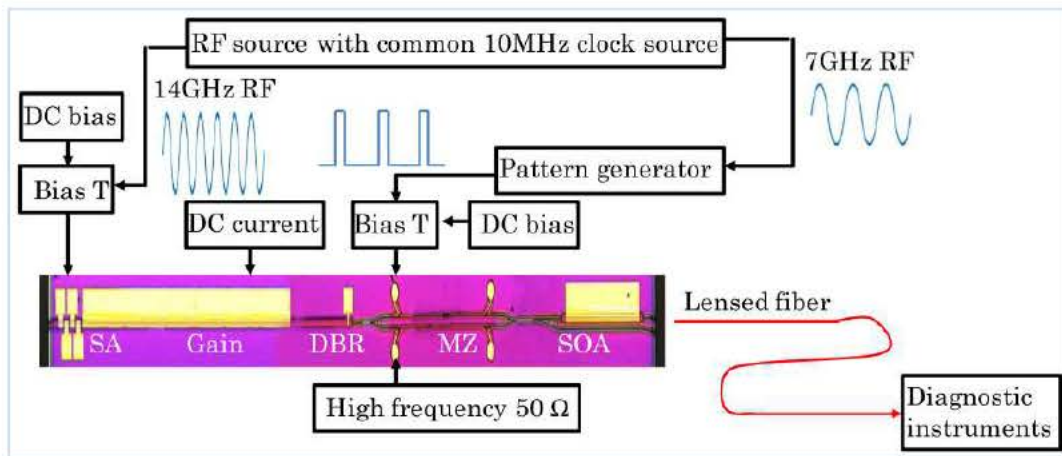


Figura 4.2. Esquema del dispositivo fotónico integrado con tasa de repetición seleccionable electrónicamente [5]

El láser mode locked fabricado, se encuentra formado entre un espejo ubicado en la cara izquierda y una sección DBR (distributed Bragg reflector). El absorbente saturable se divide en cuatro secciones, para hacerlo de longitud variable, pudiendo así optimizar los pulsos. El dispositivo opera en mode-locked híbrido, sincronizado a una frecuencia de referencia de 10 MHz, con la que se controla un modulador Mach Zehnder (MZ). Este permite eliminar pulsos, reduciendo la tasa de repetición de forma electrónica. Con este esquema, se ha demostrado la capacidad de seleccionar la tasa de repetición desde

14 GHz hasta 109 MHz, usando el generador de patrones de un equipo de medición de tasas de error de bit (BERT).

En la Tabla 4.2 se resumen las características de los láseres mode locked de baja frecuencia publicados.

Estructura	Material	Longitud de la cavidad (mm)/ Area del dispositivo (mm <sup>2</sup> )	Régimen (*)	Tasa de repetición (MHz)	Longitud de onda (nm)
Anillo, cavidad extendida [4]	InP	33 / 4	PML, HML	2500	1582
Ultra larga cavidad [3]	Híbrido, silicon	90 / 60	AML	930	1575
Cavidad lineal [5]	InP	3 /	HML	109	1540
(*) AML, PML, HML : mode-locked activo, pasivo e híbrido					

Tabla 4.2: Características de láseres de baja frecuencia.

## 4.2 Diseño de láser mode locked de baja frecuencia

Con base en los trabajos descritos en las publicaciones analizadas, y considerando las ventajas de las técnicas fotónicas para proporcionar la señal requerida, se ha realizado el diseño de un chip con varios dispositivos mode-locked. El diagrama de capas del chip fabricado se muestra en la Figura 4.3, donde se indican dos tipos de esquema del dispositivo.

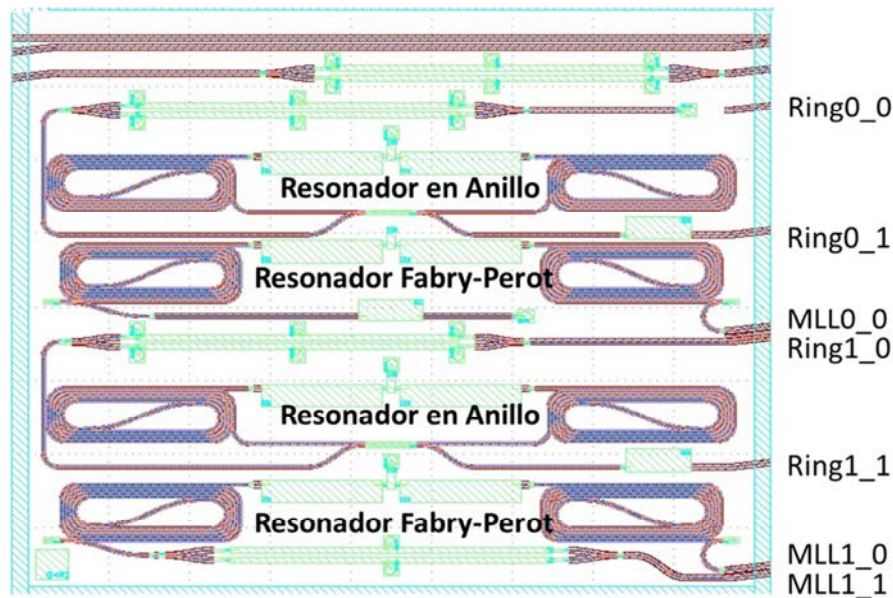


Figura 4.3. Esquema del circuito integrado fotónico. Ring: anillo. MLL: Láser Mode-Locked

Por un lado, se han desarrollado cavidades ultra-largas basadas en estructura de espejo integrado MIR (Multimode Interference Reflector), que se propuso en la publicación indicada en [6]. Por otro, se han realizado también estructuras en anillo. Las características de cada una de estas estructuras básicas se indican a continuación.

#### 4.2.1 Estructuras de baja frecuencia, en anillo

Como se muestra en la Figura 4.4, en estas estructuras el SA (de 50  $\mu\text{m}$  de longitud) se coloca entre dos secciones de ganancia (SOA), de 750  $\mu\text{m}$  de longitud cada una. En ambos extremos de los SOA se implementa una guía óptica pasiva, tipo profunda (deep), cuya longitud se genera mediante una estructura en forma de espiral, para proporcionar la longitud necesaria y reduciendo el espacio ocupado. Ambas guías, a cada lado de los SOA se unen a través de un acoplador MMI 2x2 (multimode



interference coupler) de  $320\ \mu\text{m}$ , formando un anillo. En las salidas se coloca bien un modulador Mach-Zehnder, bien un SOA, que permitirá modular la señal originada en el interior de la cavidad. Los SOAs y el SA están separados por una sección de aisladores de  $30\ \mu\text{m}$ . El Boost es un SOA de  $400\ \mu\text{m}$  que sirve de amplificador de la señal óptica de salida.

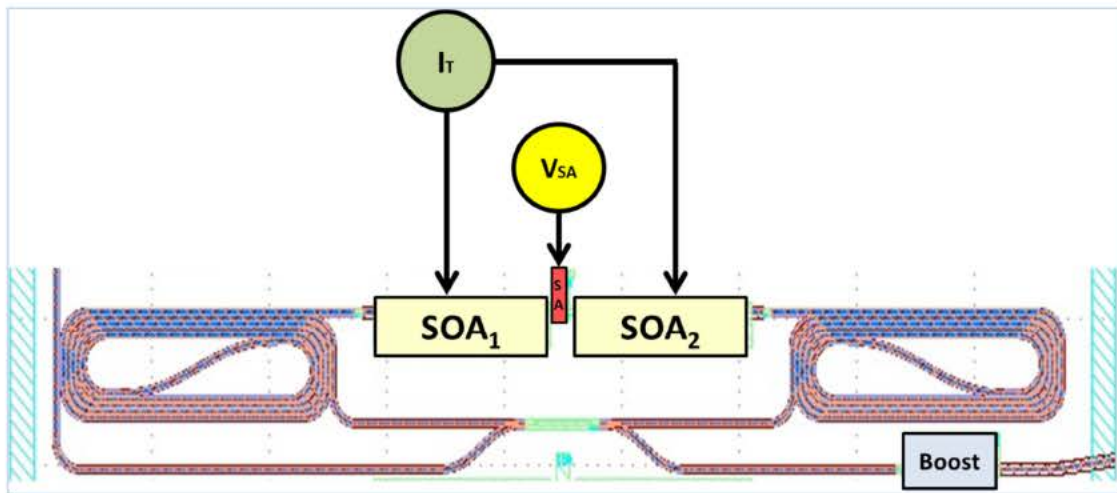


Figura 4.4. Esquema de la estructura de baja frecuencia en anillo. SOA<sub>1</sub>, SOA<sub>2</sub>: amplificadores ópticos de semiconductor, SA: absorbente saturable, Boost : amplificador de salida, MMI : acoplador

Las dimensiones del láser en anillo (RML: ring mode-locked laser) se han diseñado para que la tasa de repetición sea de  $2.7\ \text{GHz}$ , con una longitud de la cavidad total de  $30\ \text{mm}$ . Por lo tanto el dispositivo básicamente consta de dos SOAs de  $750\ \mu\text{m}$  y guías de onda pasiva, simétricamente localizados alrededor del absorbente saturable (SA) de  $50\ \mu\text{m}$ , para que funcione en régimen de colliding pulse mode-locking (CPM) [7].

En el diseño del anillo se utiliza el software comercial PhoeniX (Optodesigner) [8], que permite el diseño de dispositivos y circuitos integrados fotónicos, utilizando



librerías estandarizadas de bloques (“building blocks”), como guías de onda, SOAs, SAs, etc. El circuito integrado fotónico se presenta en la Figura 4.5 y fue construido en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer) puesto en marcha por Smartphotonics [9], en un proceso genérico de producción de PICs.

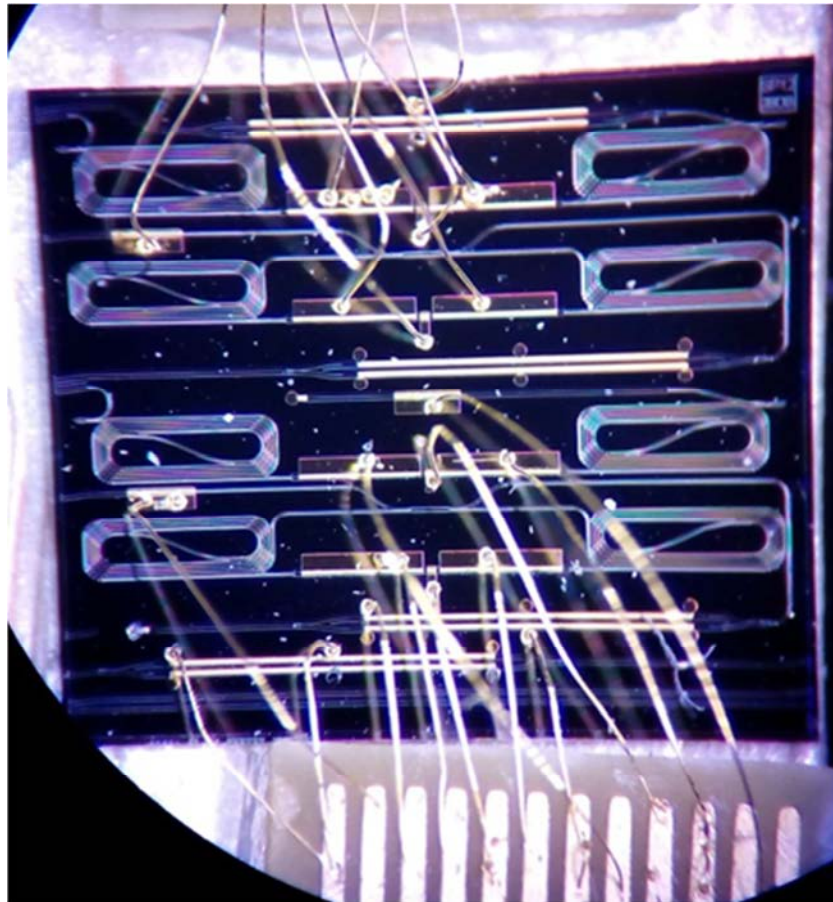


Figura 4.5. Fotografía del chip que contiene láseres mode-locked de baja frecuencia en estructura de anillo y con espejos MIR

Las dimensiones de los elementos que conforman el dispositivo se observa en la Tabla 4.3

COMPONENTE	DIMENSION (μm)
Amplificadores ópticos de semiconductor	750
Absorbente saturable (SA)	50
Amplificador de salida (boost)	400
Espejo integrado (MIR)	90

Tabla 4.3. Dimensiones de los componentes del láser modelocked baja frecuencia.

#### 4.2.2 Estructuras de baja frecuencia, tipo Fabry Perot, con espejos MIR

Estas estructuras siguen el mismo esquema que las de tipo anillo, con la diferencia de que la guía pasiva en forma de espiral termina en un espejo integrado en el chip, definido mediante reflectores de interferencia multimodo (MIR: multimode interference reflector). Los MIR proporcionan, además de espejo, la salida de luz del dispositivo, formando una cavidad Fabry-Perot. En la Figura 4.6 se muestra el esquema de este láser y en la Figura 4.7 el detalle de la guía en forma de espiral, que termina en espejo integrado.

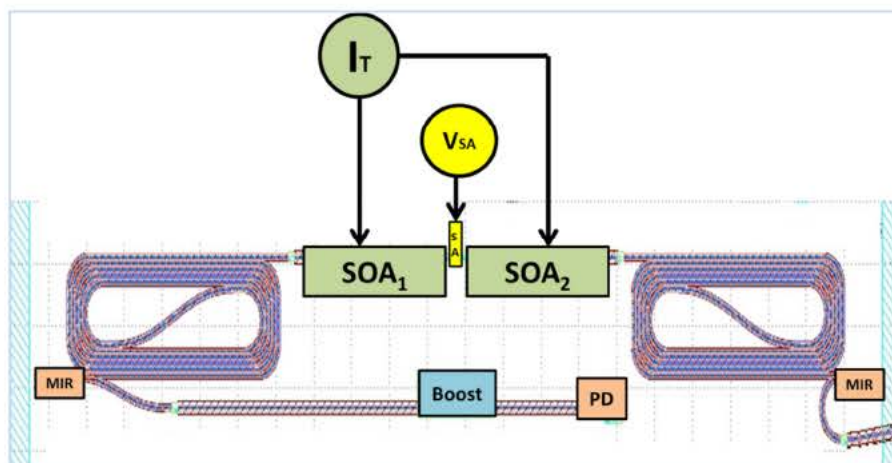


Figura 4.6. Esquema de la estructura lineal, tipo Fabry Perot, con espejos MIR. SOA<sub>1</sub>, SOA<sub>2</sub>: amplificadores ópticos de semiconductor, SA: absorbente saturable, Boost : amplificador de salida, PD : fotodiodo.

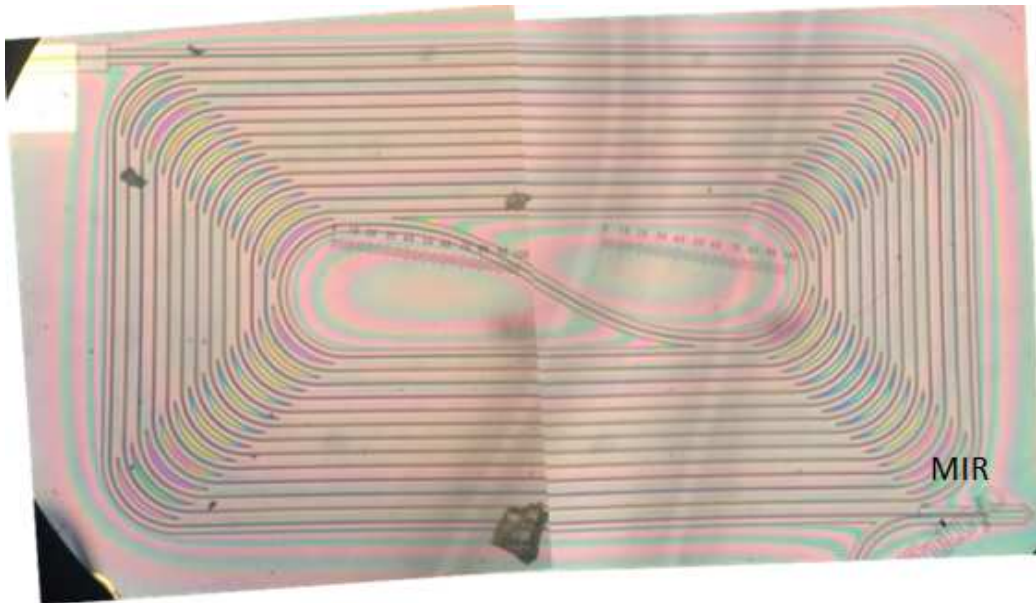


Figura 4.7. Guía de onda óptica pasiva enroscada tipo espiral para implementar grandes longitudes. MIR: espejo integrado.

### **4.3 Resultados de la caracterización experimental.**

---

Para su caracterización experimental, el chip fabricado se colocó sobre una montura de cobre, que mantiene la temperatura constante (16 grados centígrados), mediante un módulo de enfriamiento (celda de Peltier). Como se muestra en la figura 4.8, para el acceso a los contactos eléctricos se realiza el montaje de micro-soldaduras con hilos de oro, conectados a las pistas de las monturas de acceso. Los contactos se realizan mediante una punta multi-contacto marca Cascade Eye Probe EP-12-250. El montaje se visualiza en la foto correspondiente a la figura 4.9

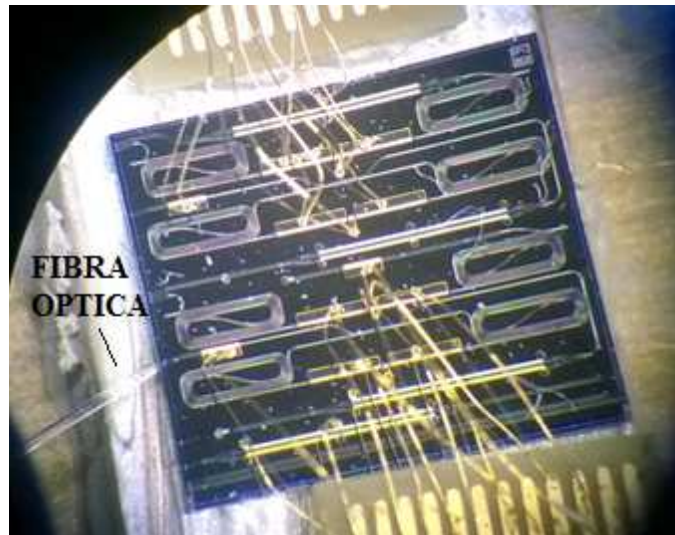


Figura 4.8. Fotografía del chip, en el que se observan los contactos eléctricos (bonding) y la fibra óptica de salida

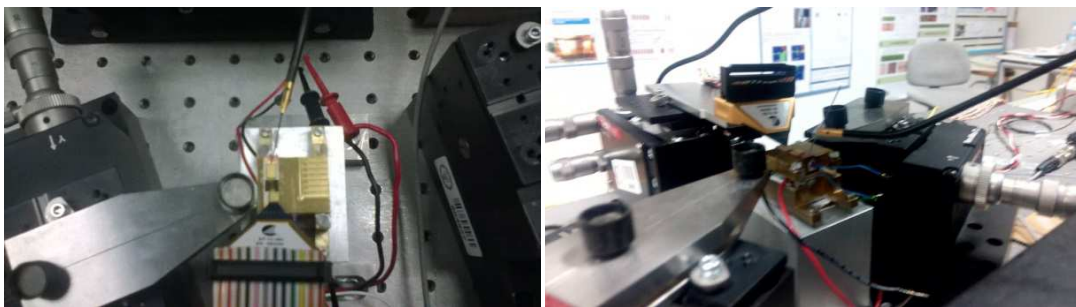


Figura 4.9. Fotografía del montaje para las mediciones del chip, utilizando la punta multicontacto Cascade Eye Probe EP-12-250

En las mediciones se utiliza el setup de la figura 4.10. Los contactos de los dos SOA se cortocircuitan, siendo alimentados por una sola fuente de corriente continua (ISOA<sub>T</sub>). Otra fuente de corriente alimenta al amplificador óptico de salida (Iboost). El absorbente saturable es polarizado mediante una fuente de tensión, suministrando un voltaje en inversa ( $V_{sa}$ ). Para analizar la señal óptica generada, se utiliza una fibra óptica terminada en un lente, a la que sigue un aislador óptico (o un circulador óptico,



que cumple la misma función), evitando que las reflexiones en la fibra puedan devolver luz al láser, degradando el régimen de funcionamiento. La señal es amplificada por un EDFA, y se inyecta en un fotodiodo ( modelo XPDV2020R) para la conversión optoelectrónica, siendo registrada en un analizador de espectros (ESA).

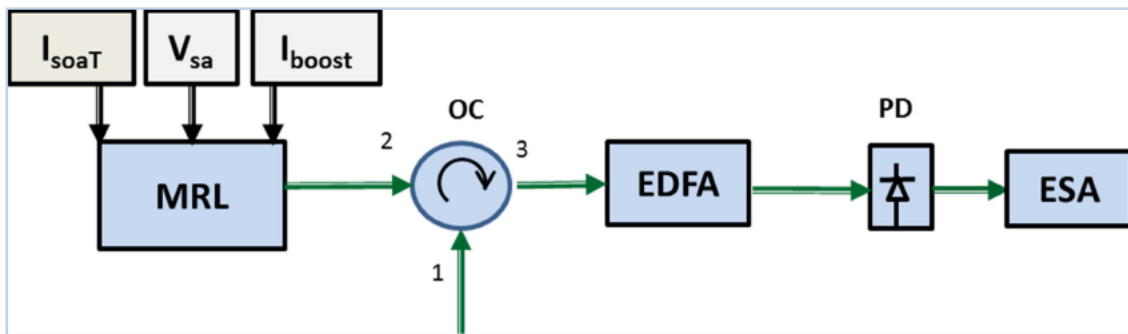


Figura 4.10. Setup experimental para realizar las mediciones en Mode-Locked pasivo. - MRL: Láser anillo modelocked, baja frecuencia, OC: Circulador óptico, EDFA: Amplificador de fibra dopada de erbio, PD: Fotodiodo. ESA: Analizador de espectros.  $I_{soaT}$ : corriente de alimentación total.  $V_{sa}$ : voltaje de polarización en el absorbente saturable.  $I_{boost}$ : corriente de alimentación en el amplificador de salida

### 4.3.1 Caracterización de la curva L-I

La primera caracterización que se realiza a todo diodo láser es trazar la curva L-I (Light – Current), representando la potencia óptica generada frente a la corriente suministrada ( $I_{soaT}$ ). Esta medida, como se muestra en la Figura 4.11 se realizó a diferentes valores de  $V_{sa}$ . A medida que se aumenta la tensión en el SA, aumentan las pérdidas en la cavidad, y por tanto aumenta la corriente umbral en la que el dispositivo comienza a lasear. Como se observa, a  $V_{sa} = 0$ , la corriente umbral es de 52.1 mA mientras que a  $V_{sa} = -2.8V$ , la corriente umbral es de 56.3 mA.

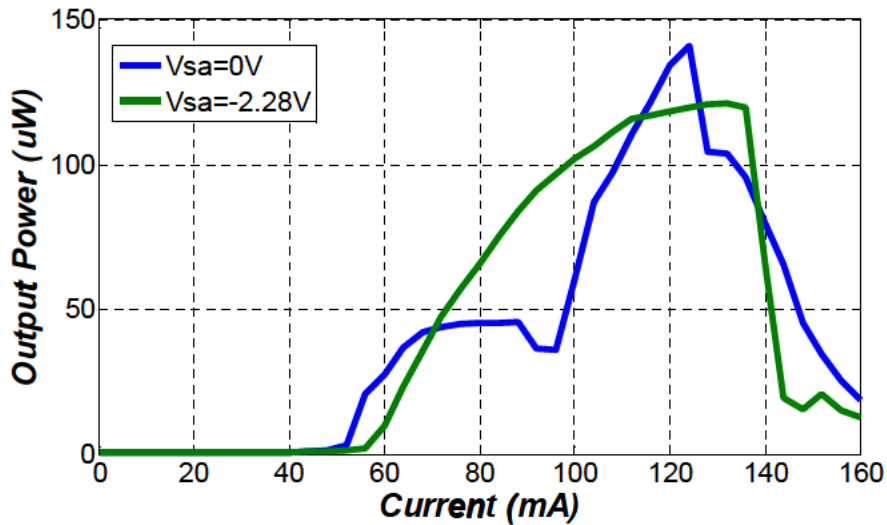


Figura 4.11. Curva LI: potencia óptica acoplada a la fibra respecto a la corriente de la sección de amplificadores (Isoa T). Iboost = 10 mA.

Los dispositivos fabricados muestran bajas corrientes umbrales de 52-56 mA, y siendo de larga cavidad (30 mm) es una buena indicación de que se trata de guías de onda de bajas pérdidas y altos valores de factor Q para las cavidades [10]. También indica que las transiciones entre guías activa y pasiva, tienen bajas pérdidas [11].

#### 4.3.2 Caracterización del amplificador de salida (boost)

Con el fin de establecer la existencia de reflexiones cuando el amplificador boost es polarizado, con los SOAs no polarizados, se realizó la medición de la curva L-I del boost, barriendo de 0 a 80 mA, en pasos de 2 mA. El resultado se muestra en la Figura 4.12 y se observa que no hay corriente umbral y no hay laseo, lo cual es conveniente para el funcionamiento del dispositivo, ya que no existe cavidad adicional entre el MMI y la cara de salida del chip.

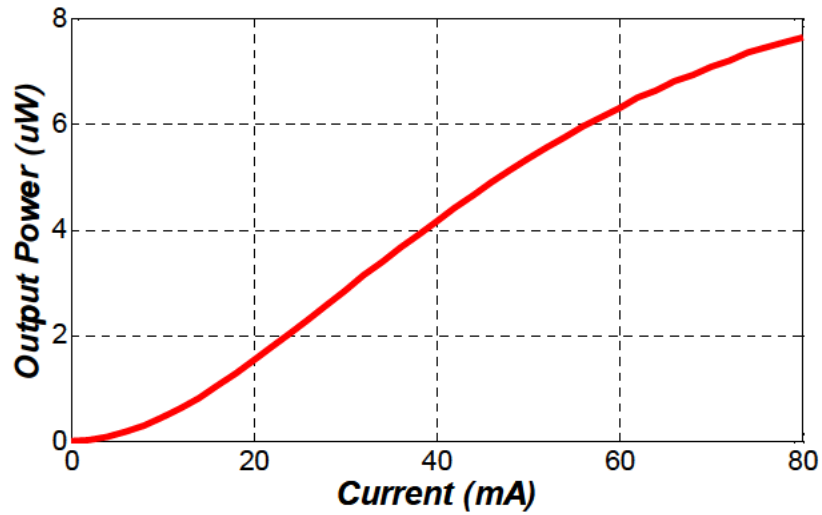


Figura 4.12. Curva LI: del amplificador de salida (boost), con Isoa  $\tau=0$ .

También variamos la corriente del boost, para determinar la máxima potencia de salida del dispositivo y el resultado se grafica en la Figura 4.13. Observamos una máxima potencia de 334.4  $\mu\text{W}$  @ Iboost= 40 mA.

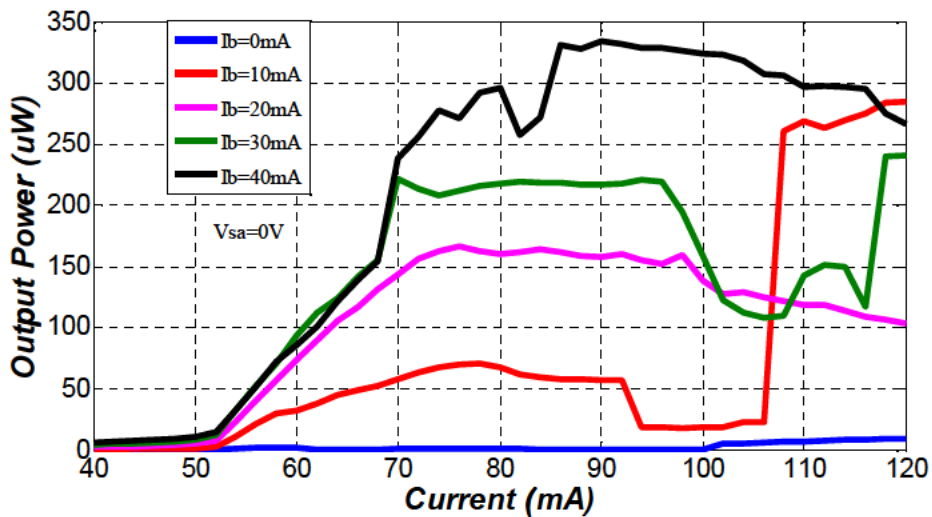


Figura 4.13. Curva LI: del anillo con Iboost variable.  $V_{sa}=0V$ .

La potencia máxima de salida obtenida se indica en la Tabla 4.4.

Isoa T (mA)	Iboost (mA)	Pout ( $\mu$ W)
90	10	57.27
90	20	157.47
90	30	217.02
90	40	334.24

Tabla 4.4: Potencia de salida del láser de baja frecuencia, variando la corriente del boost.

## 4.4 Régimen mode locked pasivo (PML)

### 4.4.1 Espectro óptico

La Figura 4.14 muestra el espectro óptico de emisión medido, centrado alrededor de 1553.54 nm, cuando el láser se polariza a  $I_{SOAT} = 115$  mA,  $I_{boost} = 10$  mA,  $V_{SA} = -2.8$  V. Este presenta múltiples modos de emisión, separados 2,7 GHz (que coincide con la frecuencia de la tasa de repetición), y está próximo al límite de resolución del analizador de espectros utilizado (2.5 GHz).

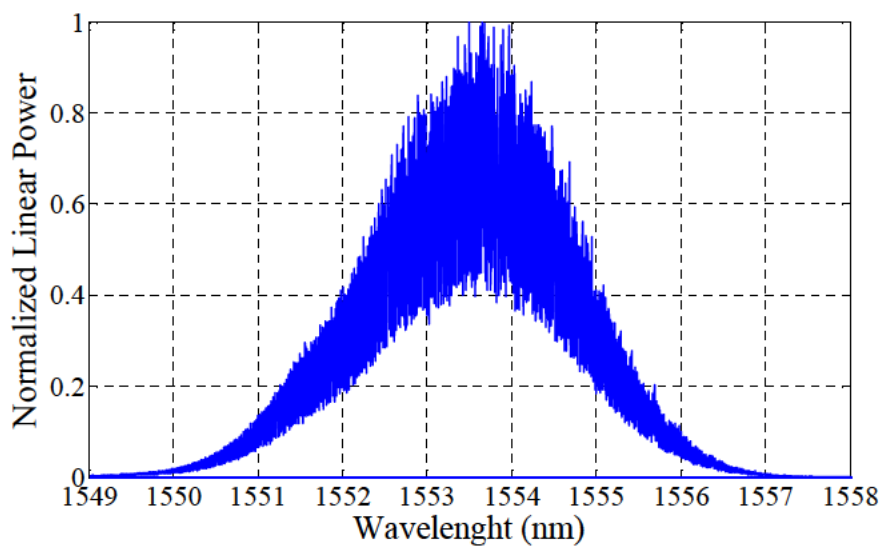


Figura 4.14. PML: Espectro óptico con Isoa T = 115 mA, Iboost = 10 mA, Vsa = -2.8 V



Cabe señalar que el EDFA provee una respuesta de ganancia plana sobre el rango de longitudes de onda de interés y no tiene un mayor impacto en la envolvente del espectro óptico; sin embargo las fases relativas de sus componentes pueden ser afectadas por la dispersión de la fibra dopada de erbio que se usa en el amplificador [4].

#### 4.4.2 Ancho de pulso

El régimen de mode locked pasivo ha sido confirmado midiendo el tren de pulsos utilizando el autocorrelador. La autocorrelación del pulso se muestra en la figura 4.15. Las curvas trazadas con círculos son medidas experimentales, mientras que la traza sólida corresponde al ajuste teórico a un perfil de tipo Lorentziano. De este análisis, obtenemos que el ancho de los pulsos es de 4.65 ps y 6.45 ps, con fibra y sin fibra de compensación de dispersión, respectivamente, valores inferiores a los obtenidos en láseres mode-locked de baja frecuencia, a la presente fecha [4].

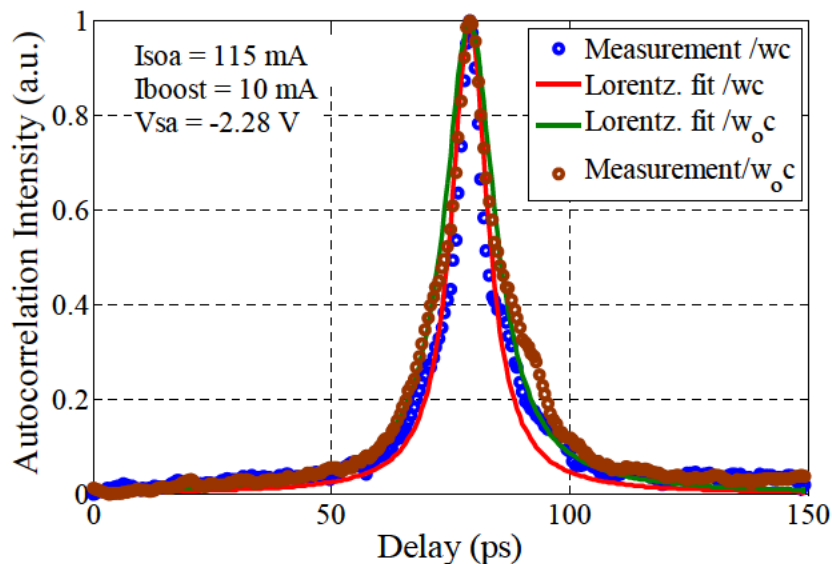


Figura 4.15. PML: Señales Traza de autocorrelación (SHG-AC) del pulso generado, con fibra de compensación de dispersión (wc) y sin fibra (woc). El ancho de pulso es 4.65 y 6.45 ps, respectivamente, considerando un ajuste Lorentziano.

#### 4.4.3 Espectro eléctrico

El espectro eléctrico de la señal eléctrica, producida al inyectar la luz en el fotodiodo, observada en un analizador de espectros eléctrico, se muestra en la Figura 4.16.

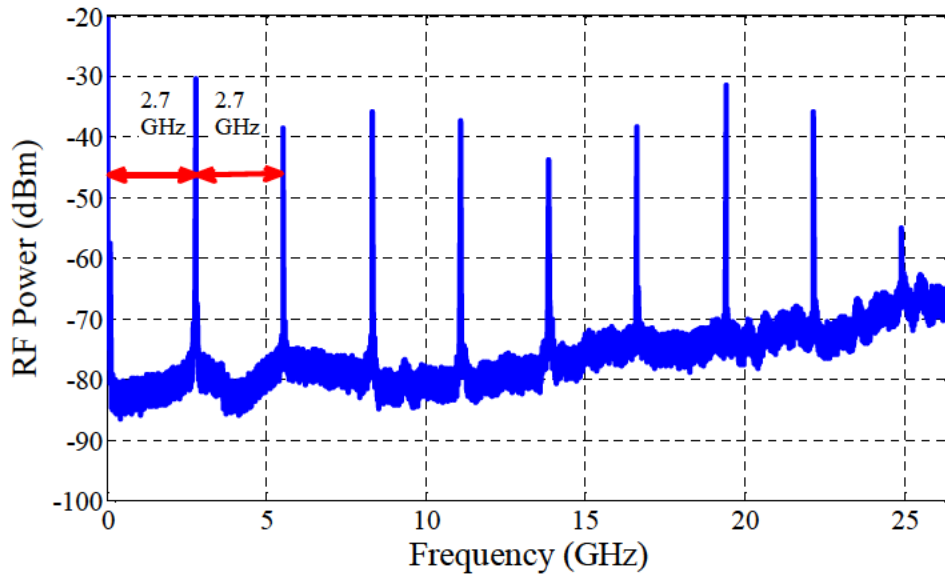


Figura 4.16. PML: Espectro eléctrico con Isoa T = 115 mA, Iboost = 10 mA, Vsa = -2.8 V (RBW = 330 KHz, VBW = 3.3 KHz.)

Tal y como se esperaba, se obtienen componentes frecuenciales tanto en el armónico fundamental (a la frecuencia de repetición), como en los superiores. Se muestran picos equidistantes en múltiplos de 2.7 GHz. Las señales armónicas superiores y la frecuencia fundamental demuestran la existencia de un tren de pulsos, confirmando que el dispositivo opera en un régimen de mode – locked pasivo. La región de operación del dispositivo donde todas las armónicas RF están maximizadas corresponde a la zona mode-locked [12].

El detalle del tono fundamental se presenta en la Figura 4.17. La frecuencia central de esta señal es 2.77 GHz. El tono tiene una relación señal a ruido (SNR) mayor a 30 dB, y su ancho de línea @ -3 dB es 11.52 KHz, considerando un ajuste lorentziano. Este último valor es comparable al estado del arte en dispositivos de geometría similar y que se basan en material quantum well [13], [14].

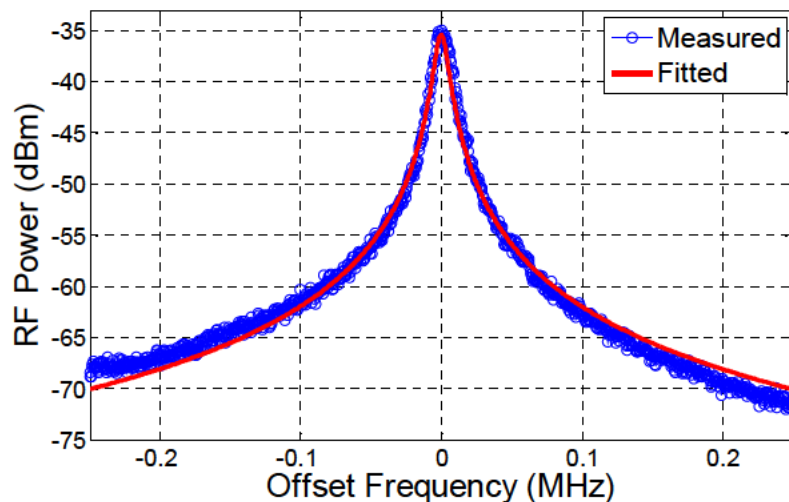


Figura 4.17. PML: Frecuencia fundamental con Isoa T = 115 mA, Iboost = 10 mA, Vsa = -2.8 V (RBW = 5.1 KHz, VBW = 5.1 KHz)

#### 4.4.4 Ruido de fase en régimen pasivo (PML)

Para la medición del ruido de fase, usamos la técnica de medición directa del espectro, utilizando la aplicación automática de medida del analizador de espectros AGILENT-N9068A. Primero medimos el ruido de fase (SSB: single sideband half) del láser anillo en régimen pasivo (PML) y de la señal de 2.765 GHz a un nivel de potencia de +16 dBm del equipo sintetizador de frecuencias utilizado (HP 83712A, rango 10 MHz a 20 GHz). Demostramos que el láser no es perfectamente monocromático (coherencia) y tiene ruido de fase, por tanto también tiene un linewidth finito [15], lo

que fue verificado en nuestra medición del espectro eléctrico. El resultado se muestra en la Figura 4.18.

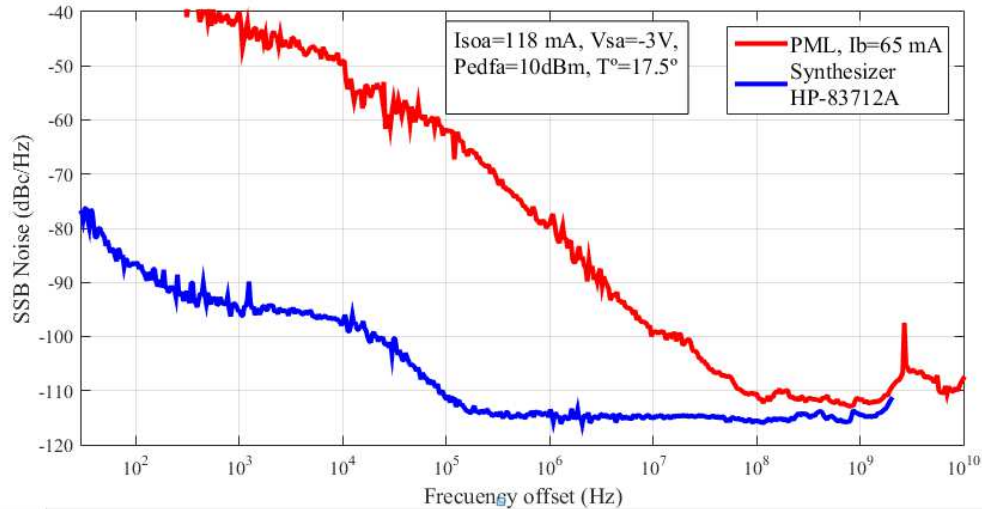


Figura 4.18. Ruido de fase en régimen pasivo (PML) Ib: corriente del amplificador (boost)

El ruido de fase del PML muestra una caída de 10 dBc/Hz por década en la región de offset < a 100 KHz y de 20 dBc/Hz por década en la región de offset entre 100 KHz y 10 MHz, mostrando un comportamiento típico de los láseres mode locked en régimen pasivo [16].

#### 4.5 Régimen mode locked híbrido (HML)

Para conseguir que el dispositivo opere en un régimen de mode locking híbrido, se combina la tensión inversa aplicada al SA con una señal sinusoidal de frecuencia 2.765 GHz y nivel de potencia de + 16 dBm, como se muestra en el setup de la figura 4.19. El resto de las condiciones del experimento, polarización en las secciones de SOA, SA

y temperatura, se mantienen en los mismos valores que para los experimentos en mode locked pasivo.

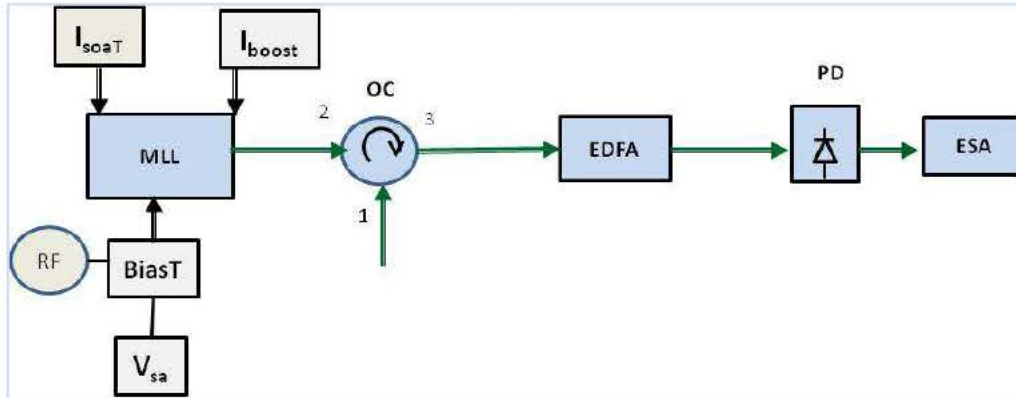


Figura 4.19. HML: Setup experimental para realizar las mediciones en Mode-Locked híbrido. - MLL: Láser anillo modelocked, baja frecuencia, OC: Circulador óptico, EDFA: Amplificador de fibra dopado de erbio. PD: Fotodiodo. ESA: Analizador de espectros. Isoa<sub>T</sub>: corriente de alimentación total. V<sub>sa</sub>: voltaje de polarización en el absorbente saturable. Iboost: corriente de alimentación en el amplificador de salida. RF: generador de señal de radiofrecuencia. .

#### 4.5.1 Espectro óptico

La Figura 4.20 muestra el espectro óptico de emisión medido y centrado en torno a 1555 nm de longitud de onda. En este régimen de funcionamiento (HML), la forma de onda es gaussiana, se observan múltiples modos enganchados y separados 0.021 nm, equivalente a la tasa de repetición.

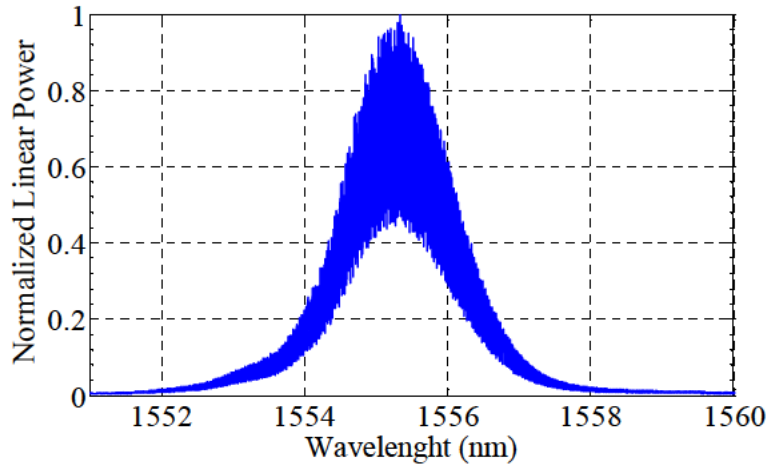


Figura 4.20. HML: Espectro óptico con Isoa T = 115 mA, Iboost = 10 mA, Vsa = -2.8 V.

#### 4.5.2 Ancho del pulso

Al igual que en el régimen pasivo, el mode – locked híbrido se confirma por el tren de pulsos generado y medido a través de la autocorrelación, lo cual se muestra en la Figura 4.21. En HML los anchos de pulso son menores que para el caso de régimen pasivo (PML).

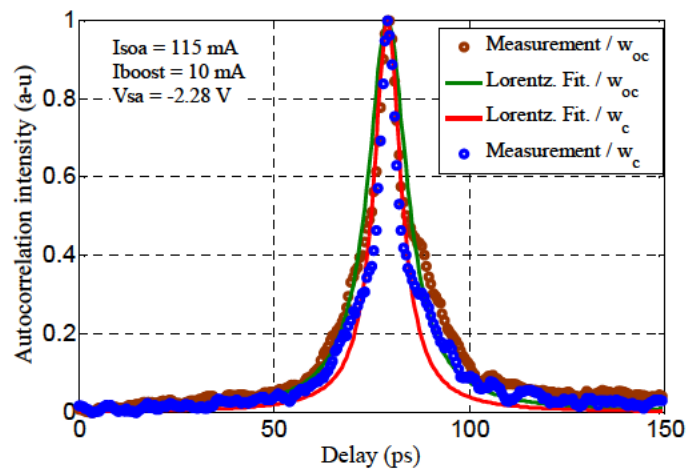


Figura 4.21. HML: Traza de autocorrelación (SHG-AC) del pulso generado, con fibra de compensación de dispersión (wc) y sin fibra (woc). El ancho de pulso es 4.23 y 6.1 ps, respectivamente, considerando un ajuste Lorentziano.

### 4.5.3 Espectro eléctrico

La frecuencia del generador es barrida alrededor de la frecuencia fundamental del PML y una frecuencia de operación óptima (2.764 GHz) se identifica en el punto donde el ESA muestra picos RF periódicos sin señales espúreas. El espectro eléctrico en estas condiciones, se muestra en la Figura 4.22. En un rango de 20 GHz, obtenemos múltiples tonos frecuenciales en armónicos de la fundamental, separados 2.764 GHz. Las señales armónicas superiores y la ausencia de componentes de baja frecuencia entre DC y la frecuencia fundamental demuestran la existencia de un tren de pulsos, comprobando que el dispositivo opera en un régimen de mode locked híbrido [4].

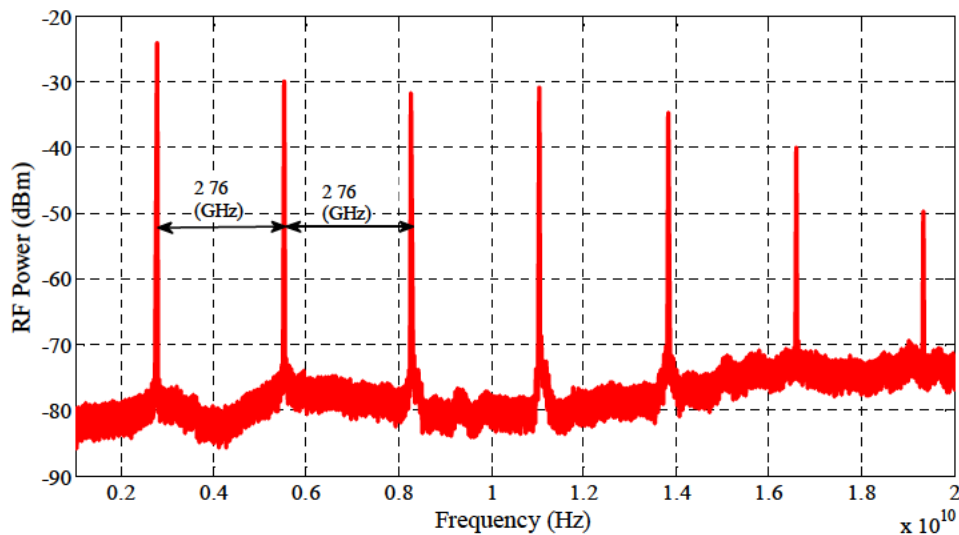


Figura 4.22. HML: Espectro eléctrico con  $I_{soa T} = 122$  mA,  $I_{boost} = 47$  mA,  $V_{sa} = -2.8$  V, Frecuencia RF=2.764 GHz, Prf=16 dBm. RBW=330 KHz, VBW=3.3KHz.

Las características de la frecuencia fundamental, muestran una relación SNR mayor a 50 dB y un ancho espectral eléctrico @ 3 dB con ajuste Lorentziano, menor o igual a 10Hz, que es el límite inferior de resolución del equipo. Estos valores se obtienen tanto



para la frecuencia fundamental, como para los armónicos (segundo, tercero y cuarto).

En la figuras 4.23 se muestra el tono fundamental.

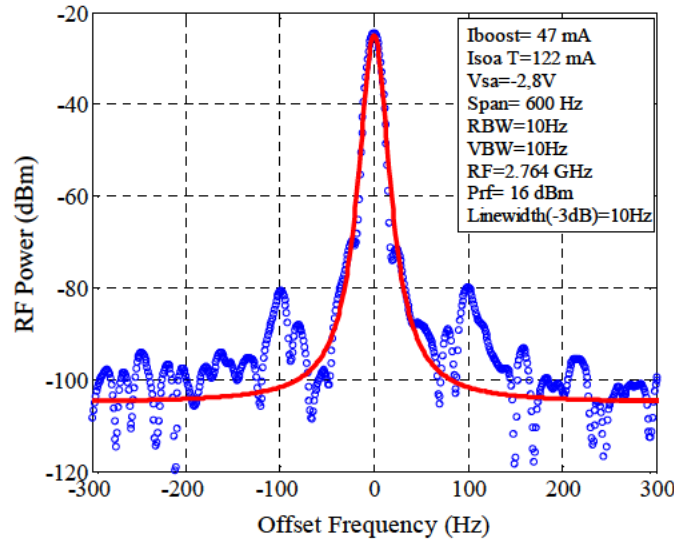


Figura 4.23. HML: Frecuencia fundamental

#### 4.5.4 Amplificador de salida (boost).

Para nuestro conocimiento, en este proyecto de investigación por primera vez se ha diseñado un láser mode locked de baja frecuencia con un boost SOA a la salida. Por ello nos hemos concentrado en analizar el efecto que el SOA produce en la generación del peine de frecuencias eléctrico. Al barrer la corriente del boost, desde 28 mA hasta 68 mA, manteniendo el resto de condiciones de polarización sin variación, hemos observado cambios en el número de armónicas superiores y en sus niveles de potencia. Sin embargo, en la mayoría de los casos se mantiene un fuerte tono fundamental y los tres primeros tonos con una SNR>35 dB, que permiten verificar el régimen mode-locked en que opera el dispositivo. Este aspecto se observa en la Figura 4.24.



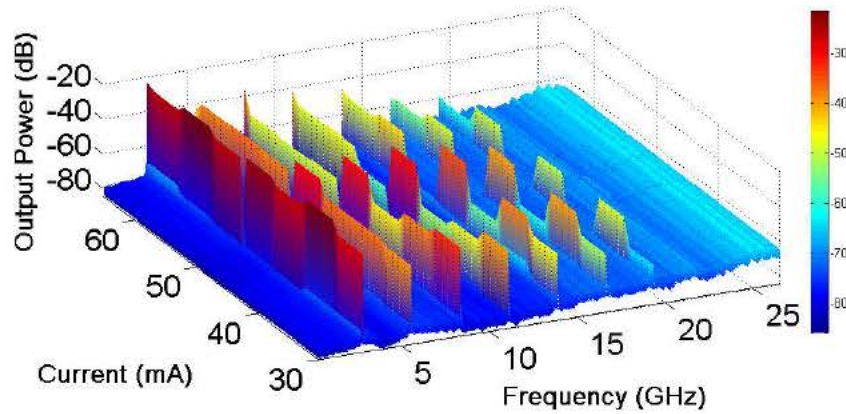


Figura 4.24. HML: Espectro eléctrico con  $I_{soa} = 122$  mA,  $V_{sa} = -2.8$  V, Frecuencia RF=2.764 GHz, Prf=16 dBm, Iboost variable.

#### 4.5.5 Ruido de fase en régimen híbrido (HML)

Realizamos la medición del ruido de fase en régimen híbrido (HML), con las condiciones de polarización en cuanto a corriente en el SOA, en el boost y en voltaje de polarización inversa del absorbente saturable, mostradas en la Figura 4.25 y comparamos con el PML.

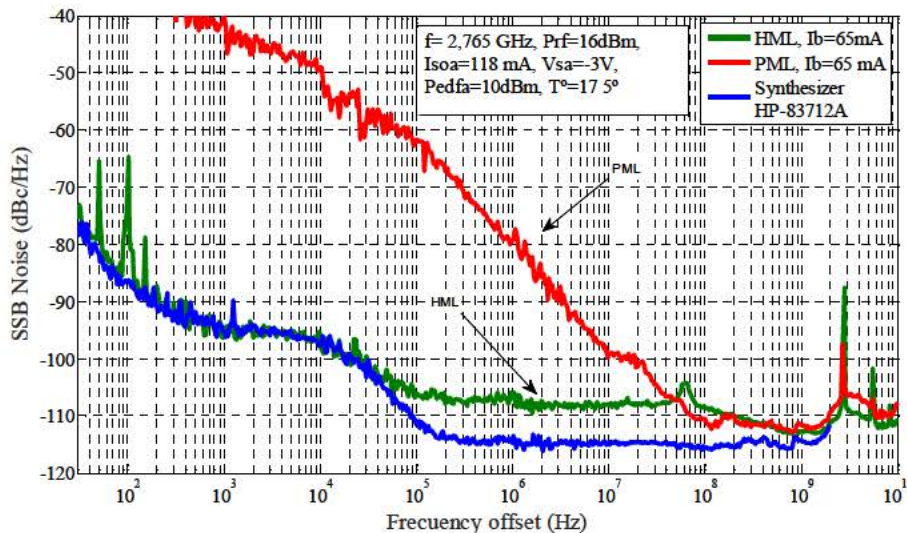


Figura 4.25. Ruido de fase en régimen pasivo (PML) e híbrido (HML).  $I_b$ : corriente del amplificador (boost)

Observamos tres regiones conforme al comportamiento de los láseres mode locked [17]: a) Región 1: con una fuerte dependencia del ruido de fase del sintetizador RF para offset de frecuencias debajo de 500 KHz. b) Región 2: Después hay una etapa de transición entre el ruido de fase del sintetizador y el del láser mode locked pasivo (entre 500 KHz y 40 MHz) y c) Región 3: en la que domina el ruido de fase del láser mode locked ( $>$  a 40 MHz).

El ruido de fase del PML muestra una caída de 10 dBc/Hz por década en la región 1 y de 20 dBc/Hz por década en la región dos, mostrando un comportamiento típico de los láseres mode locked en régimen pasivo [16]. En esta figura también notamos una resonancia en torno a 40 - 70 MHz que se presenta aleatoriamente en la curva del régimen HML y la presencia del segundo, tercero y cuarto armónicos del peine eléctrico generado, a offsets de 2.7; 5.6 y 8.2GHz, respectivamente.

Además calculamos el jitter en el dominio del tiempo usando el método de Von der Linde [18] y en los rangos de integración recomendados por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), ([20KHz-80 MHz] y [4-80 MHz]) [19], logrando los siguientes resultados: a) en PML tenemos un valor de TJ = 28.9 ps [20KHz-80 MHz] y 5.1 ps [4-80 MHz]; b) en HML tenemos un valor de TJ = 2.87 ps [20KHz-80 MHz] y 2.8 ps [4-80 MHz]. Estos valores son comparables a los obtenidos en dispositivos mode-locked descritos en la Tabla 1.5 en la que resumimos el estado del arte. Para el caso del sintetizador RF, se tiene un valor mucho menor de TJ= 156 fs, para el rango de integración de [4-80 MHz] y a la misma frecuencia portadora ( $f_c = 2,765$  GHz).

Con estas mediciones hemos verificado que para reducir el TJ del pulso, se debe aplicar modulación RF en la sección del absorbente, es decir operar en mode locked

híbrido, conforme a la teoría [20]. Además notamos que los valores de TJ medidos en HML son inferiores a los especificados por el estándar de la UIT, que es 10 ps [21].

#### 4.5.6 Ruido de fase en régimen HML aumentando la corriente de inyección del boost

Realizamos la medición del ruido de fase, en régimen HML, aumentando la inyección de la corriente del amplificador de salida del chip (boost). Los resultados se muestran en la Figura 4.26

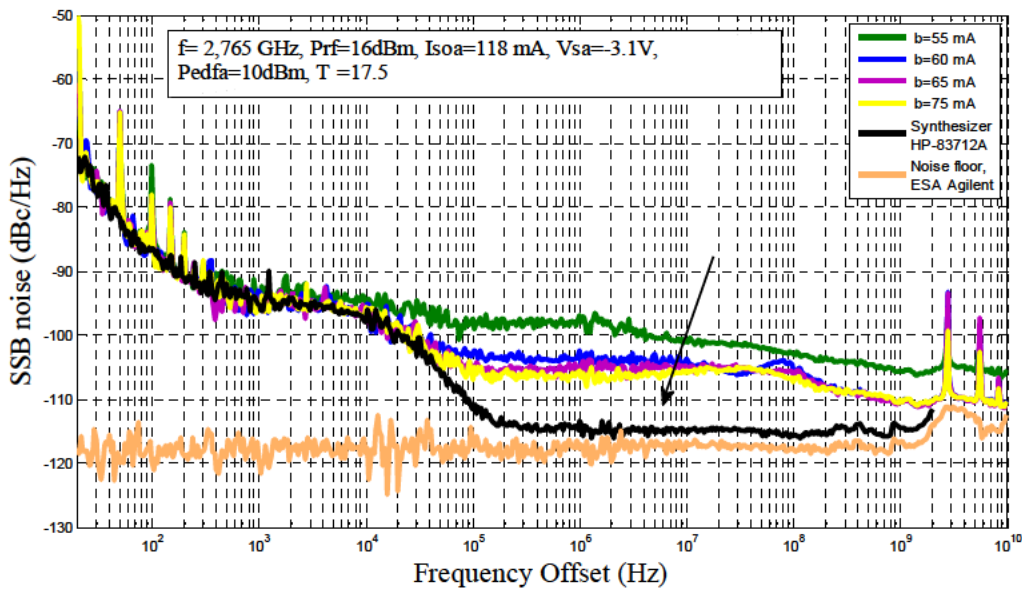


Figura 4.26. Ruido de fase en régimen híbrido, variando la corriente del boost de salida

Observamos que al aumenta la corriente del boost, mejora el ruido de fase. Se nota la influencia del segundo (offset de 2.7 GHz), tercero (offset de 5.6 GHz) y cuarto armónicos (offset de 8.2GHz) del peine eléctrico generado. Además se nota la

presencia de espúreas a niveles de offset < 200 Hz, que son por efecto de la red eléctrica de 50 Hz.

#### 4.5.7 Ruido de fase en régimen HML aumentando la potencia del EDFA

Realizamos la medición del ruido de fase, en régimen HML, aumentando la potencia de la señal óptica utilizando un amplificador EDFA. Los resultados se muestran en la Figura 4.27

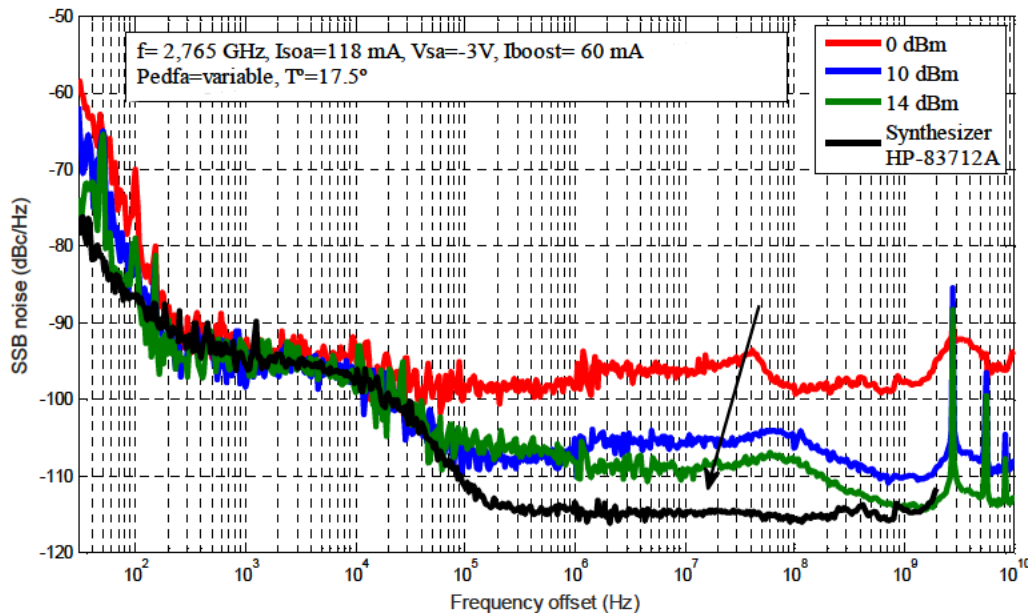


Figura 4.27. Ruido de fase en régimen híbrido, variando la potencia de salida del EDFA

Se observa que con el aumento de la potencia, mejora el ruido de fase. La base de ruido se acerca a la del sintetizador, (-110 dBc/Hz). La resonancia existente en torno a los 40 MHz desaparece con los equipos del laboratorio apagados, como posible fuentes de ruido.

En HML, se ha comprobado que al aumentar la potencia, baja el timing jitter y disminuye el ancho espectral [16]

## **4.6 Conclusiones**

---

Hemos diseñado circuitos integrados fotónicos, consiguiendo generar y distribuir patrones de frecuencia y señales de calibración en el rango de 2 GHz y 14 GHz, con baja tasa de repetición de 2.7 y 2.8 GHz. El chip ha sido fabricado sobre una plataforma tecnológica de integración genérica compartiendo costos con otros usuarios y utilizando bloques funcionales estándares.

Es el primer dispositivo de baja frecuencia fabricado con boost SOA a la salida, en material de InP..

Es el primer dispositivo de baja frecuencia con MIR integrado.

El dispositivo opera en régimen mode-locked pasivo e híbrido, con bajos anchos de pulso de 4.65 ps y 4.23 ps, así como un estrecho ancho espectral del tono de batido RF de 11.5 KHz y pocos Hz, respectivamente.

Los dispositivos fabricados muestran corrientes umbrales de 52-56 mA. Esta condición, nos indica que estos dispositivos tienen guías de onda de bajas pérdidas y altos valores de factor Q.

Para nuestro conocimiento, es la primera ocasión que se presentan resultados cuantitativos de medición de ruido de fase y timing jitter en un láser mode locked de baja frecuencia, en forma de espiral.

Hemos realizado la medición del ruido de fase del dispositivo láser de baja frecuencia, en régimen mode locked pasivo e híbrido, variando diferentes condiciones

de operación, como la potencia y la corriente de inyección en el boost, para proveer detalles sobre la calidad de la señal eléctrica generada a través del comb,

Concluimos que el amplificador boost de salida influye favorablemente en el ruido de fase y por tanto en el jitter en el dominio del tiempo (timing jitter). A medida que se incrementa la corriente de inyección en el boost, mejora el ruido de fase de la frecuencia fundamental del peine eléctrico generado.

Hemos verificado que en régimen mode locked híbrido, el dispositivo presenta un mejor nivel de ruido de fase respecto al régimen pasivo. El ruido de fase está en el orden de -100 dBc/Hz a un offset de 20 KHz y -112 dBc/Hz a un offset de 1 GHz, valores destacados en un láser mode-locked de baja frecuencia.

El dispositivo presenta un timing jitter de 5.1 ps y 2.8 ps en modo PML y HML, respectivamente, en el rango normalizado por la UIT de 4-80 MHz. Estos valores son inferiores los especificados por el estándar de la UIT, que es 10 ps

## **4.7 Referencias**

---

- [1] K A Williams, M G Thompson and I H White “Long-wavelength monolithic mode-locked diode lasers” *New Journal of Physics* 6, 179, 2004.
- [2] P. Acedo, H. Lamela, S. Garidel, C. Roda, J. P. Vilcot, G. Carpintero, I. H. White, K. A. Williams, M. Thompson, W. Li, M. Pessa, M. Dumitrescu, S. Hansmann, "Spectral characterisation of monolithic modelocked lasers for mm-wave generation and signal processing," in *Electronics Letters*, vol. 42, no. 16, pp. 928-929, August 3, 2006.
- [3] Martijn J.R. Heck, Michael L. Davenport, Hyundai Park, Daniel J. Blumenthal and John E. Bowers, “Ultra-Long Cavity Hybrid Silicon Mode-locked Laser Diode Operating at 930 MHz”, Conference OFC.2010, OMI5, Marzo, 2010.
- [4] S. Latkowski, V. Moskalenko, S. Tahvili, L. Augustin, M. Smit, K. Williams, and E. Bente, “Monolithically integrated 2.5 GHz extended cavity mode-locked ring laser with intracavity phase modulators”, *Optics Letters*, Vol. 40, no. 1, pp.77-80, January 1, 2015
- [5] Xuhan Guo, Vojtech Olle, Adrian Quarterman, Adrian Wonfor, Richard Penty, and Ian White, “Monolithically integrated selectable repetition-rate laser diode source of picosecond optical pulses”, *Optics Letters*, Vol. 39, no. 14 , pp.4144-4147, July 15, 2014.
- [6] C. Gordón, R. Guzmán, X. Leijtens, and G. Carpintero, "On-chip mode-locked laser diode structure using multimode interference reflectors," *Photon. Res.* 3, 15-18, 2015.
- [7] M. S. Tahvili, Y. Barbarin, X. J. M. Leijtens, T. de Vries, E. Smalbrugge, J. Bolk, H. P. M. M. Ambrosius, M. K. Smit, and E. A. J. M. Bente, “Directional control of optical power in integrated InP/InGaAsP extended cavity mode-locked ring lasers”, *Optics Letters*, vol. 36, No. 13, pp. 2462-2464, July, 2011.
- [8] PHOENIX SOFTWARE. <http://www.phoenixbv.com/>
- [9] SMART PHOTONICS. <http://www.smartphotonics.nl/>
- [10] P. B. Hansen, G. Raybon, U. Koren, M.G. Young, M. Chien, C.A. Burrus and R.C. Alfèrness., "5.5-mm long InGaAsP monolithic extended-cavity laser with an integrated Bragg-reflector for active mode-locking," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 3, pp. 215-217, March 1992.



- [11] G. Raybon, P.B. Hansen, U. Koren, B.I. Miller, M.G. Young, M. Newkirk, P.P. Iannone, C.A. Burrus, J.C. Centanni and M. Zirngibl, "Two contact, 1 cm long, monolithic extended cavity laser actively mode-locked at 4.4 GHz," in *Electronics Letters*, vol. 28, no. 24, pp. 2220-2221, 19 Nov. 1992
- [12] S. Srinivasan, A. Arrighi, M. J. R. Heck, J. Hutchinson, E. Norberg, G. Fish, and J. E. Bowers, "Harmonically Mode-Locked Hybrid Silicon Laser with Intra-Cavity Filter to Suppress Supermode Noise", *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* Vol. 20, No. 8, July/ August, 2014.
- [13] J. S. Parker, A. Bhardwaj, P. R. A. Binetti, Y-J. Hung, and L. A. Coldren, "Monolithically Integrated Gain-Flattened Ring Mode-Locked Laser for Comb-Line Generation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 2, pp. 131–133, Jan. 2012.
- [14] Valentina Moskalenko, Sylwester Latkowski, Saeed Tahvili, Tjibbe de Vries, Meint Smit, and Erwin Bente, "Record bandwidth and sub-picosecond pulses from a monolithically integrated mode-locked quantum well ring laser", *Optics Express*, Vol. 22, No. 23 DOI:10.1364/OE.22.028865, Nov 2014
- [15] R. Paschotta, A. Schlatter, S.C. Zeller, H.R. Telle, U. Keller, "Optical phase noise and carrier-envelope offset noise of mode-locked lasers", *Appl. Phys. B* 82 (2), 265 (2006)
- [16] G. Carpintero, M. G. Thompson, R. V. Penty and I. H. White, "Low Noise Performance of Passively Mode-Locked 10-GHz Quantum-Dot Laser Diode," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 389-391, March 15, 2009.
- [17] M. Kroh, "Semiconductor Mode-locked laser for High Speed OTDM Transmission", Thesis dissertation, Germany, 2006.
- [18] D. von der Linde, "Characterization of the noise in continuously operating mode-locked lasers," *Appl. Phys., A Mater. Sci. Process.*, vol. 39, pp. 201–217, 1986
- [19] "The control of jitter and wander within the optical transport network (OTN)", Recommendation G.8251, ITU-T, September 2010.
- [20] P. Vasilev, *Ultrafast diode lasers: fundamentals and applications*, Ed. Artech House, 1995.
- [21] B. Koch, A. Fang, O. Cohen, and J. Bowers, "Mode-locked silicon evanescent lasers," *Opt. Express* 15, pp. 11225-11233, September 2007.



# **Conclusiones y trabajos futuros**



---

## 5.1 Conclusiones Finales

---

Hemos diseñado circuitos integrados fotónicos, para generar y distribuir patrones de frecuencia y señales de calibración en el rango de 2 GHz y 14 GHz, con baja tasa de repetición de 2.7 y 2.8 GHz. El chip ha sido fabricado sobre una plataforma tecnológica de integración genérica.

Para nuestro conocimiento, es el primer dispositivo de baja frecuencia fabricado con boost SOA a la salida y primer dispositivo de baja frecuencia con MIR integrado.

El láser mode locked de baja frecuencia funciona bien en modo pasivo o bien en régimen híbrido, con características de estabilidad.

Concluimos que el amplificador boost de salida influye notablemente en el ruido de fase y por tanto en el jitter en el dominio del tiempo (timing jitter). A medida que se incrementa la corriente de inyección en el boost, mejora el ruido de fase de la frecuencia fundamental del peine eléctrico generado.

También demostramos la generación de peines de frecuencias ópticas usando un láser anillo integrado con interferómetro Mach Zehnder, operando en régimen mode locked pasivo, fabricado en una plataforma tecnológica de integración genérica, en una ronda de fabricación (Multi-Project Wafer), compartiendo coste de fabricación con otros usuarios, utilizando los bloques funcionales estándares existentes. Conseguimos un peine óptico con líneas espaciadas 10.16 GHz en un ancho espectral de 8.7 nm (@ -10 dB); el dispositivo exhibe un estrecho ancho de línea (15.41 KHz) del tono de batido RF y una notable planitud del espectro (44 líneas dentro de 1.8 dB de desviación de potencia)

Además, diseñamos un generador de frecuencias ópticas basado en moduladores de fase electro-ópticos, totalmente integrado, que incluye internamente un láser semilla de emisión monomodo (DBR); cuya característica es la capacidad de generar peines a tasas de repetición de 6.7; 7.5 y 10 GHz.

Comparando los resultados obtenidos con los OFCG basados en moduladores, consideramos que para generar peines ópticos y eléctricos es más ventajoso y de mayor facilidad trabajar con dispositivos mode-locked, ya que no requieren fuentes láser semilla y manejan menos parámetros de control.

## **5.2 Trabajos futuros**

---

En el proyecto DIFRAGEOS y para el caso de la generación del peine de frecuencias eléctricas entre 2 GHz y 14 GHz, y la calibración del retardo de propagación sobre una línea de transmisión de cada una de estas frecuencias, cuando se propagan por la línea de transmisión que une el receptor de antena con el centro en el que se encuentran los equipos de medida; en trabajos futuros será necesario investigar la disminución de la tasa de repetición con procesamiento on-chip y de forma electrónica, en el orden de 10 MHz.

También será importante investigar las características del ruido de fase de cada uno de los tonos generados en el peine eléctrico, para verificar la estabilidad y calidad de la señal.

Realizar mediciones de ancho espectral óptico de los modos individuales de los peines de frecuencias ópticos generados, investigando la relación con el número de modo, tanto en PML como en HML.

Finalmente, una línea de investigación futura es el diseño e implementación de OFCG con moduladores en cascada, totalmente integrados, utilizando PICs.





# **Lista de Publicaciones, base de este trabajo**



# Lista de Publicaciones

- [1] Vinicio Corral, Robinson Guzmán, Carlos Gordón, Luis J. Orbe, Mu Chieh Lo, Guillermo Carpintero, “Láser anillo mode-locked integrado de 30 mm de cavidad, a 2.7 GHz de tasa de repetición”. Proceedings of URSI 2015- XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. Septiembre 5 – 7, 2016.
- [2] Vinicio Corral, Robinson Guzmán, Carlos Gordón, Luis J. Orbe, Mu Chieh Lo, Guillermo Carpintero, “Integrated Long Cavity Mode Locked Ring Laser”. Proceedings of 18<sup>th</sup> European Conference on Integrated Optics, ECIO 2016, Warsaw, Poland. May 2016.
- [3] Vinicio Corral, Robinson Guzmán, Carlos Gordón, Xaveer Leijtens, Guillermo Carpintero, “Optical Frequency Comb Generator based on a Monolithically Integrated Passive Mode Locked Ring Laser with Mach Zehnder Interferometer”. Optics Letter, 41(9):pp. 1937-40, May, 2016
- [4] C. Gordon; R. Guzman; V. Corral; M. C. Lo; G. Carpintero, "On-Chip Multiple Colliding Pulse Mode-Locked Semiconductor Laser," in Journal of Lightwave Technology , vol.PP, no.99, pp.1-1
- [5] Carlos Gordón, Robinson Guzmán, Guillermo Carpintero, Vinicio Corral , Xaveer Leijtens. “On-Chip Photonic Integrated Circuits Structures for Millimeter and Terahertz Wave Signal Generation”. Proceedings of International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). Paphos, Cyprus – European Union. October 26th -29th, 2015.

- [6] Vinicio Corral, Robinson Guzmán, Carlos Gordón, Guillermo Carpintero, Xaveer Leijtens. “Optical Frequency Comb Generator based on a Monolithically Integrated Ring Laser”. Proceedings of European Semiconductor Laser Workshop. September 24nd – 25th, 2015.
- [7] Vinicio Corral, Robinson Guzmán, Carlos Gordón, Guillermo Carpintero. “Simulación y Caracterización del Laser DBR, Monolíticamente Integrado en un Circuito Fotónico”. Proceedings of URSI 2015- XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. Septiembre 2 – 4, 2015.
- [8] Carlos Gordón, Robinson Guzmán, Guillermo Carpintero, Vinicio Corral , Xaveer Leijtens. “E-band Wireless Link Using an On-Chip Colliding Pulse Passive Mode-Locked Laser Diode Structure”. Proceedings of URSI 2015- XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. September 2nd – 4th, 2015.
- [9] Carlos Gordón, Robinson Guzman, Guillermo Carpintero, Vinicio Corral, Xaveer Leijtens.” On-chip Colliding Pulse Mode-Locked Laser Diode (OCCP-MLLD) Using Multimode Interference Reflectors”. Optics Express. Vol. 23, Issue 11, pp. 14666-14676
- [10] Robinson Guzmán, Álvaro Jiménez, Vinicio Corral, Guillermo Carpintero, Xaveer Leijtens, Katarzyna Ławniczuk.” Narrow Linewidth Dual-Wavelength Laser Sources Based on AWG for the Generation of Millimeter Wave”. Proceedings of URSI 2014- XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la UPV de Valencia, Valencia, Spain. Septiembre 3 – 5, 2014.

