



UNIVERSIDAD  
**NACIONAL**  
DE COLOMBIA

# Caracterización de un sistema de interrogación diferencial de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg con peines de frecuencia

**Christian Camilo Cano Vásquez**

Universidad Nacional de Colombia  
Sede Bogotá  
Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá D.C., Colombia  
2018



# Caracterización de un sistema de interrogación diferencial de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg con peines de frecuencia

**Christian Camilo Cano Vásquez**

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Magíster en Ingeniería Electrónica**

Director:  
Carlos Andrés Perilla Rozo

Línea de Investigación:  
Optoelectrónica  
Grupo de Investigación:  
Electrónica de Altas Frecuencias y Telecomunicaciones (CMUN)

Universidad Nacional de Colombia  
Sede Bogotá  
Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá D.C., Colombia  
2019



A mi abuelita Rosita. Por siempre.



# Agradecimientos

Quiero dedicar esta sección para agradecer a todas las personas que me han acompañado a lo largo de estos años de formación en la Universidad, ya que lo que soy hoy, no es más que el resultado de todos los aportes que han hecho en mi vida.

Primero, a mi director de tesis Carlos Perilla, pues su acompañamiento y guía hicieron posible la realización de este trabajo. En especial por ser quien cultivó en mi la pasión por la investigación, enseñándome el valor de la lectura y la preparación en mi quehacer académico.

A la Universidad Nacional de Colombia, pues por medio de la Beca Asistente Docente hizo realidad mi sueño de continuar estudiando. Además, financió parcialmente este trabajo de investigación por medio de la “Convocatoria Nacional de Proyectos para el fortalecimiento de la Investigación, Creación e Innovación 2016-2018”. De igual manera, al Grupo de Física Aplicada de la Facultad de Ciencias y el profesor Juan Domingo Baena, por el préstamo del analizador vectorial de redes, equipo fundamental para el desarrollo del trabajo.

A la profesora Margarita Varón y a todos mis compañeros del Grupo de Investigación en Electrónica de Altas Frecuencias y Telecomunicaciones, en particular a Andrés, Sergio, Daniel y Santiago, con quienes las charlas diarias, tanto de temas académicos como personales, ayudaron a que el desarrollo del trabajo fuera mucho más agradable y productivo.

Por último, a toda mi familia, especialmente a mis papás Teresa e Hildebrando, pues su ejemplo de responsabilidad, constancia y disciplina han definido quien soy. A mis hermanos Nicolás y Jorge, por su compañía incondicional y las tan necesarias horas de juego, diversión y ocio. Finalmente, a Paula Andrea, quien me ha acompañado en buenos y malos momentos, brindándome la tranquilidad que solo su corazón puede dar: un paso más juntos, ¡contigo me hago más fuerte!.

Por su paciencia y amor ¡Gracias!.





## Resumen

El presente documento recoge los resultados de la investigación titulada “Caracterización de un sistema de interrogación diferencial de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg con peines de frecuencia”, y en la cuál se pretendía modelar, simular, implementar y caracterizar un sistema de interrogación de sensores con dichas características.

Para ello, se realizó una revisión del estado del arte que permitiera determinar un esquema que contara con las características necesarias para lograr la interrogación del sensor FBG. Una vez identificado, se procedió a modelar, simular y caracterizar cada uno de los componentes que hacían parte del sistema. Finalmente, se terminó con el montaje final del sistema de interrogación diferencial, siempre contrastando los resultados experimentales obtenidos con resultados del simulador.

Se encontró que el simulador y los modelos respondían acorde incluso con montajes diferentes al del sistema de interrogación para el que había sido diseñado. Basado en los resultados obtenidos con el sistema de interrogación, se plantean escenarios donde podrían ser usados, identificando sus fortalezas y debilidades respecto a otros sistemas tradicionales implementados.

**Palabras clave:** Peine de frecuencia, Red de Difracción de Bragg, Sistema de interrogación, Modulador Electro-Óptico, Sensor.

# Abstract

The following document collects the results of the investigation work titled "Fiber Bragg Grating sensors differential interrogation system characterization using optical frequency combs", that aimed to model, simulate, implement and characterize an optical sensing system with those characteristics.

First, a state of the art review was performed to determine an electro-optical scheme that would interrogate the FBG sensor. Once it was identified, we proceeded to modelate, simulate and characterize each one of the components of the system. Finally, we ended with the experimental setup of the differential interrogating system, always checking the behaviour of the experimental results with the simulated ones.

We found that the simulator and the proposed models responded accordingly even in different experimental setups for which it had been designed. Based on the main results of our work, we propose different scenarios where this interrogation system could be used, identifying their strengths and weaknesses when compared with other traditional systems.

**Keywords: Optical Frequency Comb, Fiber Bragg Grating, Interrogation System, Electro-Optic Modulator, Sensor.**

# Lista de Figuras

2-1.	Principio de funcionamiento de una Red de Difracción de Bragg [1] . . . . .	4
2-2.	Diagrama de Bloques Básico de un Interrogador de Sensores FBG [2] . . . . .	6
2-3.	Respuesta en tiempo y frecuencia de un láser tipo “mode-locked” [3]. . . . .	7
2-4.	Esquema general de un Peine de Frecuencia Opto-Electrónico. . . . .	9
2-5.	Diagrama de bloques del generador electro-óptico de peines de frecuencia duales. . . . .	10
2-6.	Diagrama de bloques del esquema de interrogación diferencial propuesto. . . . .	11
3-1.	Comparación entre una forma espectral Lorentziana (azul) y Gaussiana (naranja) con el mismo ancho de línea ( $\Delta\nu = 5\text{GHz}$ ) . . . . .	14
3-2.	Diagrama de bloques de modelo del láser semiconductor. Sus entradas corresponden a la frecuencia central de operación $f_c$ , la potencia media $P$ y el ancho a mitad de altura $\Delta\nu$ . Su salida es el campo eléctrico en el dominio del tiempo $E_o(t)$ . . . . .	15
3-3.	Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque láser de onda continua del simulador, $E_o(t)$ : en a) se ilustra la parte real del campo eléctrico en función del tiempo, en b) la magnitud al cuadrado del campo y en c) el comportamiento en frecuencia obtenido con la transformada rápida de Fourier del mismo. . . . .	16
3-4.	Sección de la transformada rápida de Fourier aplicada a los campos eléctricos de salida $E_o(t)$ , obtenidos al variar la frecuencia central de operación del láser entre 192 THz y 193 THz. . . . .	17
3-5.	Sección de la transformada rápida de Fourier aplicada a los campos eléctricos de salida $E_o(t)$ , obtenidos al variar el ancho espectral del láser de onda continua entre 100 MHz y 500 MHz. El eje de frecuencia se encuentra centrado alrededor de la frecuencia central de operación y el eje de magnitud fue normalizado al máximo de cada vector, de tal manera que pudiera apreciarse el ancho a mitad de altura visualmente. . . . .	19
3-6.	Diagrama de bloques del modelo del modulador Mach-Zehnder, sus entradas corresponden al campo eléctrico a modular $E_i(t)$ , las tensiones de media onda tanto DC, $V_{\pi DC}$ , como AC, $V_{\pi RF}$ , la tensión de polarización del modulador $V_{DC}$ y la señal de modulación $V_{RF}(t)$ . Su salida es el campo eléctrico modulado $E_o(t)$ . . . . .	20

<b>3-7.</b> Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque modulador Mach-Zehnder del simulador, $E_o(t)$ : en a) se ilustra la parte real del campo eléctrico en función del tiempo, en b) la magnitud al cuadrado del campo y en c) el comportamiento en frecuencia obtenido con la transformada rápida de Fourier del mismo. . . . .	21
<b>3-8.</b> Sección de las intensidades del campo eléctrico a la salida del modulador Mach-Zehnder $E_o(t)$ , para tensiones de polarización $V_{DC}$ entre 1.0 V y 9.0 V.	23
<b>3-9.</b> Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque de modulador al variar la amplitud de la tensión de modulación $V_{RF}$ . En a) se presenta el comportamiento temporal de la intensidad del campo y en b) se presenta la magnitud normalizada de la transformada de Fourier de la salida. . . . .	24
<b>3-10.</b> Modelo equivalente de señal y ruido para el fotodetector. $\bar{i}_o(t)$ es la fotocorriente media de señal y $(\Delta i)_s(t)$ , $i_d(t)$ , $i_a(t)$ son las corrientes de los ruidos impulsivo, de corriente oscura y térmico respectivamente. . . . .	26
<b>3-11.</b> Diagrama de bloques del modelo del fotodetector. Sus entradas son el campo eléctrico con el que se ilumina el dispositivo $E_i(t)$ y los parámetros propios del detector, como su responsividad $\mathfrak{R}$ , su ancho de banda $\Delta f$ , su corriente oscura media $I_d$ y su resistencia de polarización $R$ . Su salida es la fotocorriente con las fuentes de ruido incluidas $i(t)$ . . . . .	27
<b>3-12.</b> Comportamiento de la corriente de salida del bloque fotodetector del simulador, $i(t)$ : en a) se muestra la corriente de salida del bloque $i(t)$ en una ventana de tiempo de 5 ns y en b) se ilustra la densidad espectral de potencia de la misma señal. . . . .	29
<b>3-13.</b> Resultado de las corrientes de salida $i(t)$ del modelo del fotodetector al variar la frecuencia de modulación del campo en su entrada, $E_i(t)$ . En a) se muestran los resultados en el dominio del tiempo obtenidos al variar el valor de $f_m$ entre 1 GHz y 9 GHz; en b) se muestran las densidades espectrales de potencia de los vectores de salida del simulador. . . . .	30
<b>3-14.</b> Resultado de la variación en la responsividad del fotodetector en la corriente de salida $i(t)$ . En a) se muestra el comportamiento en el dominio del tiempo y en b) se muestran las densidades espectrales de potencia del ruido shot generado por el simulador al variar la responsividad entre 0.1 y 0.9 A W <sup>-1</sup> . . . . .	31
<b>3-15.</b> Corriente de salida del modelo del fotodetector, $i(t)$ , al cambiar su corriente oscura media. En a) se ilustra su respuesta en el dominio del tiempo, mientras en b) se muestra la densidad espectral de potencia del ruido asociado al cambiar su valor entre 10 y 1000 nA. . . . .	33
<b>3-16.</b> Resultado de la variación del ancho de banda del fotodetector en la corriente de salida $i(t)$ y su ruido asociado. En a) se muestra el comportamiento en el dominio del tiempo de $i(t)$ y en b) se muestran las densidades espectrales de potencia del ruido total generado por el simulador. . . . .	34

<b>3-17.</b> Corriente de salida del modelo del fotodetector, $i(t)$ , al ajustar la temperatura de la simulación. En a) se ilustra su respuesta en el dominio del tiempo, mientras en b) se muestra la densidad espectral de potencia del ruido térmico al cambiar la temperatura entre 20 y 620 °C. . . . .	36
<b>4-1.</b> Diagrama de bloques del montaje experimental usado para obtener las diferentes potencias ópticas emitidas por el láser al cambiar la corriente de polarización del mismo. . . . .	37
<b>4-2.</b> Resultado obtenido para la curva de corriente de polarización del láser de semiconductor vs. potencia óptica emitida. . . . .	38
<b>4-3.</b> Diagrama de bloques del montaje experimental usado para obtener el espectro del láser semiconductor y la variación de su longitud de onda central de emisión con el cambio en la corriente de polarización. . . . .	39
<b>4-4.</b> Resultados experimentales de la caracterización del espectro del láser de semiconductor obtenidos con el analizador de espectro óptico. . . . .	40
<b>4-5.</b> Resultado obtenido para la curva de corriente de polarización del láser de semiconductor vs. longitud de onda central de emisión. . . . .	40
<b>4-6.</b> Diagrama de bloques del montaje experimental usado para caracterizar el ancho de línea del láser semiconductor. . . . .	41
<b>4-7.</b> Espectro recuperado en el analizador de espectro eléctrico para dos corrientes diferentes. El trazo azul corresponde al láser alimentado con 20 mA, mientras el trazo rojo corresponde a una polarización de 28 mA. . . . .	42
<b>4-8.</b> Resultados de caracterización del ancho de línea del láser DFB utilizado al alimentarlo con corrientes entre 10 mA y 190 mA. . . . .	43
<b>4-9.</b> Diagrama de bloques del montaje utilizado para la caracterización de la función de transferencia de un modulador Mach-Zehnder. . . . .	44
<b>4-10.</b> Función de transferencia para el modulador Mach-Zehnder Photline. . . . .	44
<b>4-11.</b> Diagrama de bloques del montaje experimental utilizado para caracterizar en el dominio del tiempo el campo de salida del modulador Mach-Zehnder. . . . .	45
<b>4-12.</b> Resultados obtenidos en el osciloscopio digital de la señal del campo eléctrico del modulador para distintas potencias de modulación. . . . .	45
<b>4-13.</b> Transformada rápida de Fourier de las señales obtenidas con el osciloscopio y mostradas en la Figura <b>4-12</b> . . . . .	46
<b>4-14.</b> Resultado obtenido con el osciloscopio digital de la variación de la señal de salida del modulador al ajustar el voltaje de polarización del mismo. . . . .	47
<b>4-15.</b> Transformada rápida de Fourier de las señales obtenidas con el osciloscopio y mostradas en la Figura <b>4-14</b> . . . . .	48
<b>4-16.</b> Diagrama de bloques del montaje experimental para la caracterización de la red de difracción de Bragg. . . . .	48

4-17. Espectro en reflexión de la red de difracción de Bragg, obtenido con el interrogador Micron Optics sm125. . . . .	49
4-18. Caracterización de temperatura vs. longitud de onda de la red de difracción de Bragg utilizada. . . . .	50
5-1. Señal de salida del simulador del sistema de interrogación diferencial en el dominio del tiempo para varias temperaturas medidas por el sensor FBG. . .	52
5-2. Señal de salida del simulador del sistema de interrogación diferencial en el dominio de la frecuencia para varias temperaturas medidas por el sensor FBG. . .	52
5-3. Resultados obtenidos al variar la amplitud de la señal moduladora $V_{RF}$ en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG. . . . .	53
5-4. Resultados obtenidos al variar la polarización del modulador Mach-Zehnder $V_{DC}$ en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG. . . . .	54
5-5. Resultados obtenidos al variar la frecuencia de la señal moduladora $f_m$ en la magnitud del armónico en la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG. . . . .	55
5-6. Resultados obtenidos al variar la frecuencia de la señal moduladora $f_m$ (en el rango de frecuencias del VNA) en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG. . . . .	56
5-7. Diagrama de bloques completo del esquema de interrogación diferencial experimental. . . . .	57
5-8. Montaje experimental en el laboratorio. . . . .	57
5-9. Magnitud del parámetro S21 para diferentes corrientes de polarización del láser en el dominio del tiempo, obtenido mediante el analizador vectorial de redes. . . . .	58
5-10. Magnitud promedio del parámetro S21 para diferentes corrientes de polarización del láser. . . . .	59
5-11. Resultados de la potencia óptica media y longitud de onda del láser de semiconductor para diferentes corrientes de polarización. . . . .	59
5-12. Resultados experimentales de la función de transferencia del sistema de interrogación propuesto. . . . .	60
5-13. Resultados experimentales de la función de transferencia del sistema de interrogación propuesto en función de la longitud de onda de emisión. . . . .	61

# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>vii</b>
<b>Resumen</b>	<b>ix</b>
<b>Abstract</b>	<b>x</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Marco teórico y estado del arte.</b>	<b>4</b>
2.1. Sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg . . . . .	4
2.2. Sistema de interrogación de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg . . . . .	5
2.3. Peines de Frecuencia Ópticos . . . . .	6
2.3.1. Generación pasiva de peines de frecuencia ópticos . . . . .	8
2.3.2. Generación activa de Peines de Frecuencia Ópticos . . . . .	9
2.4. Interrogación de sensores con peines de frecuencia ópticos . . . . .	10
<b>3. Modelo y simulación de los componentes del sistema de interrogación</b>	<b>13</b>
3.1. Láser de onda continua . . . . .	13
3.1.1. Modelo . . . . .	13
3.1.2. Simulación y Resultados . . . . .	14
3.2. Modulador Mach-Zehnder . . . . .	18
3.2.1. Modelo . . . . .	18
3.2.2. Simulación y resultados . . . . .	20
3.3. Fotodetector . . . . .	25
3.3.1. Modelo . . . . .	25
3.3.2. Simulación y resultados . . . . .	27
<b>4. Caracterización de componentes del sistema de interrogación</b>	<b>37</b>
4.1. Láser de semiconductor. . . . .	37
4.1.1. Potencia óptica vs. corriente de polarización. . . . .	37
4.1.2. Espectro del láser semiconductor y longitud de onda central de emisión vs. corriente de polarización. . . . .	38
4.1.3. Ancho de línea vs corriente de polarización. . . . .	39

---

4.2. Modulador Mach-Zehnder. . . . .	43
4.2.1. Función de transferencia. . . . .	43
4.2.2. Efecto de la potencia de modulación. . . . .	44
4.2.3. Efecto de la polarización DC del modulador. . . . .	47
4.3. Red de difracción de Bragg . . . . .	48
4.3.1. Espectro en reflexión de la red de difracción de Bragg . . . . .	48
4.3.2. Caracterización en temperatura . . . . .	49
<b>5. Sistema de Interrogación Diferencial de redes de difracción de Bragg</b>	<b>51</b>
5.1. Resultados de simulación . . . . .	51
5.1.1. Señal de salida del simulador . . . . .	51
5.1.2. Simulación 1: Variación en la amplitud de la señal moduladora $V_{RF}$ . . . . .	53
5.1.3. Simulación 2: Variación en la polarización del modulador $V_{DC}$ . . . . .	54
5.1.4. Simulación 3: Variación en la frecuencia de modulación $f_m$ . . . . .	55
5.2. Resultados de implementación . . . . .	56
<b>6. Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>62</b>
6.1. Conclusiones . . . . .	62
6.2. Recomendaciones . . . . .	62
<b>A. Anexo: Código implementado en Python</b>	<b>64</b>
A.1. Código del simulador . . . . .	64
A.2. Código para montaje experimental . . . . .	71
<b>Bibliografía</b>	<b>74</b>



# 1. Introducción

Las redes de difracción de Bragg, FBG por sus siglas en inglés, han sido utilizadas en diversas aplicaciones desde su descubrimiento mientras se estudiaba el efecto de fotosensitividad en fibras dopadas con Germanio en los laboratorios del Centro de Investigación en Comunicaciones de Canadá, en 1978 [4]. Algunas aplicaciones están dentro del área de las telecomunicaciones, gracias a su propiedad de actuar como un filtro en longitud de onda [1].

Otro campo en el cuál se ha desarrollado su utilización es en el sensado: monitoreo estructural de grandes construcciones [5, 6], medición de caudal o derrame en tuberías de petróleo, gases y agua [7, 8, 9], temperatura y deformación en líneas de transmisión [10, 11], así como aplicaciones en la industria aeronáutica [12, 13], entre muchos otros, pueden ser nombrados como ejemplos de áreas en las que se ha aplicado dicha tecnología.

Todos estos desarrollos se deben principalmente a características especiales de este tipo de sensores que se presentan como ventajas sobre otros métodos convencionales para medición. Entre éstas se cuentan principalmente la inmunidad a la interferencia electromagnética, la facilidad de multiplexación de varios sensores en la misma fibra sin ningún medio diferente al usado para la propagación de la señal y la capacidad de llevar el punto de toma de señal a una distancia lejana [14]. Sin embargo, es necesario generar esquemas de medición que permitan traducir los cambios en las propiedades ópticas de los sensores en señales eléctricas, labor que cumplen los sistemas de interrogación ópticos [2].

Por otro lado, los peines de frecuencia ópticos han sido estudiados desde la década de 1960 al conocerse el comportamiento de los láseres de modos enclavados [15, 16], pero no fue sino hasta los años 90 cuando al lograr su primera implementación práctica [17] que su uso se masificó, trayendo consigo múltiples avances en el campo de la metrología principalmente. Conforme se fueron desarrollando diferentes dispositivos láser de estado sólido, amplificadores de fibra dopada o incluso semiconductores, fue posible generar peines con características específicas para diversas aplicaciones.

En particular, existen sistemas de interrogación de sensores FBG que usan peines de frecuencia como fuente de luz para su funcionamiento [18]. Se ha demostrado que haciendo uso de estos esquemas, pueden lograrse resoluciones de medición bajas comparadas a las de los sistemas tradicionales, pues pueden aprovecharse todas las propiedades de una medición

diferencial [19]. Es allí donde surge el interés de evaluar las posibilidades de implementación de un sistema de este tipo en la Universidad Nacional de Colombia, donde se ha venido desarrollando investigación alrededor de sensores ópticos y sus correspondientes esquemas de interrogación.

El segundo capítulo presenta un marco teórico resumido de las dos tecnologías que son el eje central del proyecto, los sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg y los peines de frecuencia ópticos. Adicionalmente se presenta una revisión del estado del arte de su utilización conjunta y por último se presenta el esquema de interrogación elegido para el trabajo de investigación a desarrollar.

El tercer capítulo cuenta con el desarrollo de los modelos teóricos de los componentes elegidos para el sistema, seguido de los escenarios de simulación ejecutados en cada uno de los casos para demostrar la funcionalidad de los modelos y sus correspondientes resultados.

El cuarto capítulo resume la caracterización de los componentes reales utilizados para el sistema de interrogación. Se explican cada uno de los montajes experimentales realizados para obtener los parámetros de cada componente y se dan los resultados de cada caso.

Finalmente, se presentan las conclusiones que derivaron del desarrollo del trabajo y se proponen algunos trabajos futuros que pueden ejecutarse gracias a los conocimientos adquiridos.

## 2. Marco teórico y estado del arte.

### 2.1. Sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg

Las redes de difracción de Bragg, FBG, son porciones de fibra óptica en cuyo recorrido se ve alterado sistemáticamente el índice de refracción, creando así una rejilla. Se define el periodo espacial de la rejilla como  $\Lambda$ , que es equivalente a la distancia existente entre una capa con índice de refracción  $n_c$  y la siguiente de índice  $n_c + \Delta n_c$ . Bajo ciertas consideraciones, esta rejilla reflejará un espectro estrecho de longitudes de onda alrededor de la longitud de onda de resonancia,  $\lambda_b$ , cuyo valor puede ser cuantificado mediante la Ecuación (2-1) [14]:

$$\lambda_b = 2\Lambda n_{eff} \quad (2-1)$$

Donde  $n_{eff}$  es el índice de refracción efectivo en la fibra, el cual depende del valor de índice de refracción inscrito en la rejilla y el índice de refracción propio de la fibra.

La Figura 2-1 presenta el principio de funcionamiento de una Red de Difracción de Bragg. Asumiendo que cada una de las rejillas inscritas en el núcleo de la fibra es distinta, si

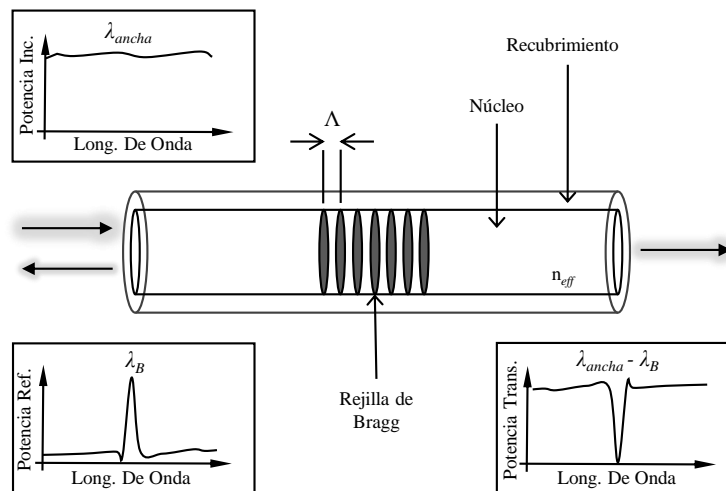


Figura 2-1.: Principio de funcionamiento de una Red de Difracción de Bragg [1]

## 2.2 Sistema de interrogación de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg

se hace incidir una fuente de señal óptica de espectro amplio, la señal reflejada por los sensores contará con componentes espectrales en cada una de las longitudes de onda centrales correspondientes a las rejillas, mientras que la señal transmitida tendrá el restante de la señal incidente.

Debido a que la longitud de onda central de resonancia, dada por la Ecuación (2-1), depende del periodo espacial de la rejilla, ésta puede verse afectada por efectos como lo son la tensión axial y la temperatura. De esta manera el cambio en la longitud de onda reflejada puede ser cuantificado respecto a los efectos de temperatura y tensión según la Ecuación (2-2) como sigue [20]:

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B(1 - p_e)\Delta\epsilon_x + \lambda_B(\alpha_\Lambda + \alpha_\eta)\Delta T \quad (2-2)$$

El primer sumando corresponde a la variación en la longitud de onda debido a la existencia de una tensión axial, la cual está relacionada con la constante tenso-óptica efectiva  $p_e$  y la correspondiente tensión aplicada  $\Delta\epsilon_x$ . Usando los parámetros típicos para un sensor inscrito sobre fibra óptica de germanosilicato, y construido para operar en la banda de 1550nm, se obtiene que la sensibilidad típica para la variable deformación es de  $2,0 \frac{pm}{\mu\epsilon}$  [1].

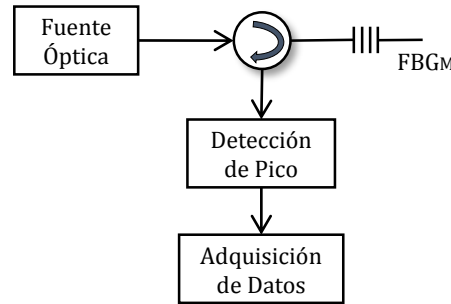
Por otro lado, el segundo sumando corresponde al cambio en longitud de onda debido a la variación en la temperatura  $\Delta T$ ; está relacionado con el coeficiente térmico de la fibra,  $\alpha_\eta$ , y el coeficiente termo óptico  $\alpha_\Lambda$ , que representan la variación con la temperatura de los parámetros de índice de refracción efectivo y el espaciamiento de la rejilla respectivamente. Nuevamente, al utilizar los parámetros típicos de construcción del sensor, se obtiene en este caso una sensibilidad típica de  $13,7 \frac{pm}{^\circ C}$  [1].

## 2.2. Sistema de interrogación de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg

Un sistema de interrogación óptico determina el valor de la longitud de onda reflejada por el sensor descrito en el apartado anterior, de tal manera que sea posible monitorear los cambios en dicha longitud. Valiéndose de la información del cambio en longitud de onda obtenida, y conociendo los valores de sensibilidad de la fibra en cada caso, es posible obtener el valor de las variables medidas, ya sea temperatura o retracción [2].

La alternativa de implementación más sencilla de todas es haciendo uso de un analizador de espectro óptico (OSA) o un medidor de longitud de onda, para realizar la medición directa del valor de longitud de onda central reflejado por la FBG. Sin embargo, dichos dispositivos no pueden ser comúnmente utilizados en campo debido a su elevado costo y su dificultad de

manipulación, razón por la cuál es necesario generar un esquema de medición que sea más económico y de propósito más específico.



**Figura 2-2.:** Diagrama de Bloques Básico de un Interrogador de Sensores FBG [2]

Un esquema simplificado que permite hacer la lectura de la información brindada por la FBG es mostrado en la Figura 2-2. Se requiere una fuente óptica de espectro ancho que cubra al menos la longitud de onda central del sensor, un circulator óptico de tres puertos, un sistema de detección de pico que puede ser implementado de diversas maneras y por último un sistema de adquisición de datos donde se realiza el procedimiento de conversión de la señal óptica reflejada al dominio eléctrico para posteriormente realizarse una conversión a la variable medida [2].

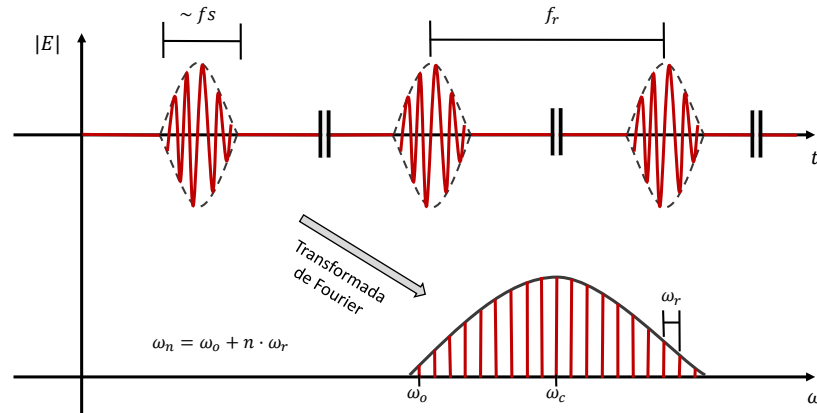
### 2.3. Peines de Frecuencia Ópticos

Se le denomina peine de frecuencia al espectro formado por diferentes modos frecuenciales uniformemente espaciados [21] que corresponde, en el dominio temporal a un tren ideal de pulsos con frecuencias de portadora en el dominio óptico. Su desarrollo se dio de la mano de los láseres tipo “mode-locked” o de “modos enclavados”, ya que su comportamiento en el dominio de la frecuencia se ajusta al de un peine [16, 22].

Como puede verse en la Figura 2-3, la estructura del peine es generada por un tren de pulsos con duraciones ultra-cortas y con una frecuencia de repetición definida. Además de esto, cada uno de los modos de propagación que componen el espectro del peine tiene una frecuencia de oscilación  $\omega_n$  dada por la Ecuación (2-3) [3]:

$$\omega_n = \omega_o + n \cdot \omega_r \quad (2-3)$$

Donde  $\omega_o$  es la frecuencia en la cual inicia el peine y  $\omega_r$  es la frecuencia de espaciado entre los modos, que corresponde directamente con la frecuencia de repetición del tren de pulsos. Sin embargo, debe resaltarse que la primordial diferencia entre un láser de modos enclavados



**Figura 2-3.:** Respuesta en tiempo y frecuencia de un láser tipo “mode-locked” [3].

y un peine de frecuencia, reside en la capacidad de control y medición de estas variables que caracterizan su espectro en frecuencia [23].

A pesar de que la relación entre los láseres “mode-locked” y los peines de frecuencia fue bien conocida y observada desde el año de 1978 por James N. Eckstein [15], no fue sino hasta el año de 1999 que se logró la primera implementación práctica de un peine de frecuencia óptico en propiedad, con los parámetros de frecuencia medibles y controlables. En dicho año, Udem logró medir diferencias de frecuencias en el dominio óptico haciendo uso de estos láseres [17], y seguidamente aplicar el principio demostrado en la medición de frecuencias de los fotones emitidos en la transición de nivel energético de un elemento como el cesio [24]. Desde este momento, se inició el desarrollo, implementación y utilización de los peines de frecuencia en aplicaciones del área de la metrología [25, 26].

Dentro de las múltiples aplicaciones que se pueden encontrar para estos dispositivos, se encuentran los relojes ópticos, que miden de manera precisa las frecuencias de emisión en transiciones de nivel atómico ultra-finas; fuentes láser sintonizables calibradas por medio de peines de frecuencia; calibración de espectrografía en astronomía, donde se requiere medir cambios pequeños en tiempos cortos de corrimientos en frecuencia, generados por el movimiento orbital de los planetas; espectroscopía por medio de peines de frecuencia, donde se requiere interrogar una muestra para determinar su comportamiento de emisión – absorción; generación de señales de microondas con bajo ruido de fase, donde se busca llevar un comportamiento en el dominio óptico hacia el dominio de radiofrecuencia; generación de formas de onda arbitrarias en radiofrecuencia, basándose en la modulación de cada modo del peine en fase y amplitud; entre otras [21].

Dependiendo de la aplicación que se desarrolle, se necesitará construir un peine que cubra los requerimientos de resolución, precisión y estabilidad en frecuencia propios de la misma. Por esta razón, se hace necesario hacer un estudio a profundidad de los esquemas que permiten la generación de peines de frecuencia en el dominio óptico [27]. En general, las implementaciones prácticas de peines de frecuencia se basan en lograr que se presente la propiedad de

enclavamiento de modos que caracteriza el comportamiento de los láseres que llevan su nombre. Dependiendo de si se realiza sobre un láser de estado sólido o si está implementado en una fibra óptica, por ejemplo, los mecanismos para lograr que los modos de la cavidad mantengan su enclavamiento varían [26, 28]. Sin embargo, sobresalen dos principios claramente diferenciados. El primero de ellos se denomina pasivo y consiste en modular las pérdidas en la cavidad láser, y el segundo se denomina activo y consiste en modular externamente el haz de luz de un láser [29]. A continuación se dará una breve explicación de cada uno de ellos.

### 2.3.1. Generación pasiva de peines de frecuencia ópticos

Un peine de frecuencia óptico pasivo es generado modificando las propiedades de la cavidad resonante que compone el láser [30]. Si se trata de un láser de estado sólido, puede utilizarse un elemento de absorción saturable [22] o modulación de las propiedades de la cavidad [16], mientras que si se trata de un láser sobre fibra, se pretende aprovechar las propiedades no-lineales de la fibra ante variaciones de la intensidad óptica para generar el enclavamiento de los modos [31, 28].

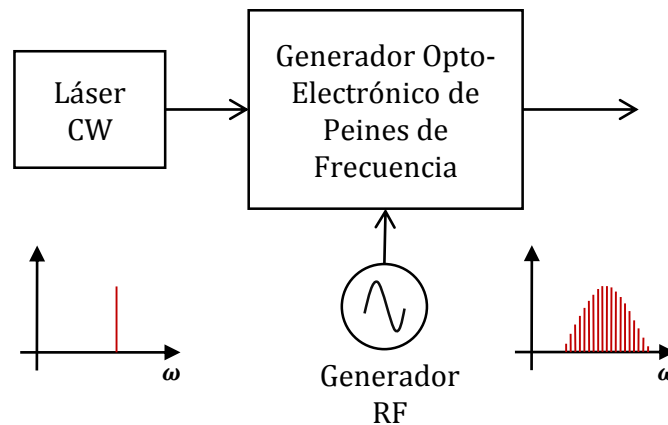
Los peines generados mediante el mecanismo pasivo son generalmente utilizados para aplicaciones como relojes ópticos, en las que se requiere una estabilidad alta en frecuencia junto a una frecuencia de espaciado entre modos baja. Es común que el valor mencionado anteriormente vaya desde los cientos de megahertz para aplicaciones en las que se requiera una alta resolución espectral, hasta el orden de los gigahertz para aplicaciones en las que se pretenda obtener una resolución mayor de cada uno de los modos del peine [23]. Su principal desventaja se encuentra en la implementación, ya que al tratarse de la modificación de propiedades internas de la fuente óptica a usar, su sintonización y control no suelen ser sencillos, aumentando su complejidad y costo [30].

Una de las técnicas más utilizadas en este caso es conocida como conmutación de ganancia (del inglés “gain-switching”) y consiste fundamentalmente en la modulación directa de un láser de semiconductor polarizado por medio de una T de polarización [32, 33]. Debido a que la modulación directa del láser cuenta tanto con una respuesta en frecuencia y una estabilidad frecuencial limitadas, es posible realizar una mejora a dicho montaje haciendo uso de la técnica denominada bloqueo por inyección, del inglés “injection-locking” [34]. Algunos estudios han demostrado tanto teórica [35], como experimentalmente [29] el efecto de esta técnica en el espectro del peine generado.

Diversos autores han utilizado esta aproximación para generar peines de frecuencia para diversas aplicaciones y con diferentes características. Se resalta el trabajo desarrollado por Pascual et al., quien desarrolló un peine de frecuencia en la banda de 1550nm reconfigurable por software, que permitía sintonizar parámetros como el rango espectral libre y la frecuencia central de operación a lo largo de la banda C, logrando además una alta estabilidad temporal y un ruido de fase bajo [36]

### 2.3.2. Generación activa de Peines de Frecuencia Ópticos

Por otro lado, existe el mecanismo de generación activo, que se basa en la utilización de moduladores externos de fase y amplitud. Consiste en la modulación externa del haz de luz producido por un láser, ya que, haciendo uso de un modulador de fase, es posible generar bandas laterales en la frecuencia central de la fuente. Debido a que el modulador requiere una señal externa de radiofrecuencia, a este tipo de peines se les denomina también peines de frecuencia electro-ópticos u opto-electrónicos [30].



**Figura 2-4.:** Esquema general de un Peine de Frecuencia Opto-Electrónico.

Este tipo de peines suele tener frecuencias de repetición más altas que sus homólogos pasivos, del orden de 0.5 a 20 GHz y una cobertura espectral de máximo 10 THz [30]. Cuentan además con diversas ventajas como lo son su reducido tamaño respecto a los peines pasivos, su costo bajo y su capacidad de trabajar en distintas bandas de frecuencia [30]. Estas características lo hacen atractivo en áreas como comunicaciones ópticas y opto-electrónica, donde no son necesarios niveles de precisión en frecuencia altos, sino frecuencias de repetición altas, montajes simples y facilidades para la sintonización [37].

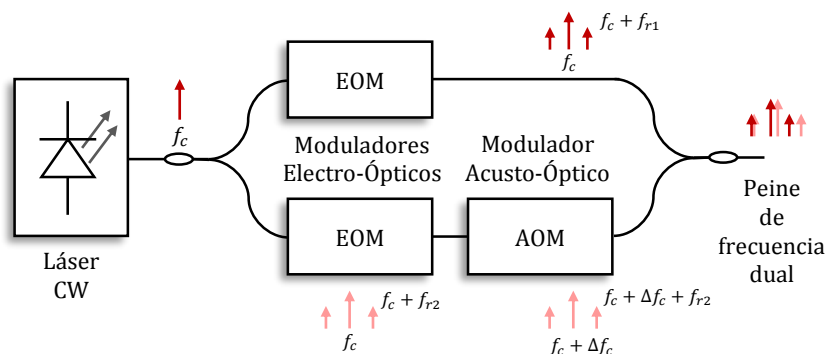
Su esquema general se muestra a continuación en la Figura 2-4, el haz de luz de un láser de onda continua es ingresado a un sistema que puede contener uno o varios moduladores, tanto de amplitud como fase, que utilizan una señal de radio-frecuencia externa para generar los modos laterales de oscilación del peine de frecuencia [37]. Nótese que por medio del control de la señal de RF es posible definir la frecuencia de repetición del peine, y que además es posible controlar la frecuencia central del mismo por medio del láser de onda continua, de tal manera que cumple con las características definidas anteriormente para un peine de frecuencia.



## 2.4. Interrogación de sensores con peines de frecuencia ópticos

La utilización de peines de frecuencia como fuente para un sistema de interrogación de sensores FBG es una tecnología en desarrollo. Bastaría con construir un peine de frecuencia que opere con una frecuencia central cercana a la frecuencia de construcción del sensor, incluyendo dentro del ancho de banda del sensor múltiples frecuencias de oscilación [38, 39], o simplemente un par de frecuencias ubicadas simétricamente alrededor de la frecuencia central del sensor [19]. Al anterior método se le conoce como diferencial, debido a que cada modo se ubica en un lado del espectro del sensor, al presentarse variaciones en la longitud de onda central por variables como elongación o temperatura, la magnitud de uno de ellos aumentará, mientras la otra disminuirá.

Éste esquema ha sido estudiado por autores como Clement et. al [19], quien reporta resoluciones para este sistema de interrogación del orden de 1 pm; o Cheng [40], quien realizó un estudio del esquema diferencial, sometiendo sensores FBG a deformaciones controladas. Allí, se demuestra que con este método de medición, es posible lograr resoluciones de medida para esta variable cercanas e inclusive superiores a las de los esquemas tradicionales de banda ancha, del orden de  $10 \mu\epsilon$  (12pm). Además de ello, el autor reconoce que es necesario realizar un análisis del comportamiento del sistema de interrogación, ya que éste puede verse afectado por distintas variables que degradan la resolución, como lo son las fuentes de ruido tanto de la fuente como del detector y la estabilidad de la longitud de onda emitida por el láser.



**Figura 2-5.:** Diagrama de bloques del generador electro-óptico de peines de frecuencia duales.

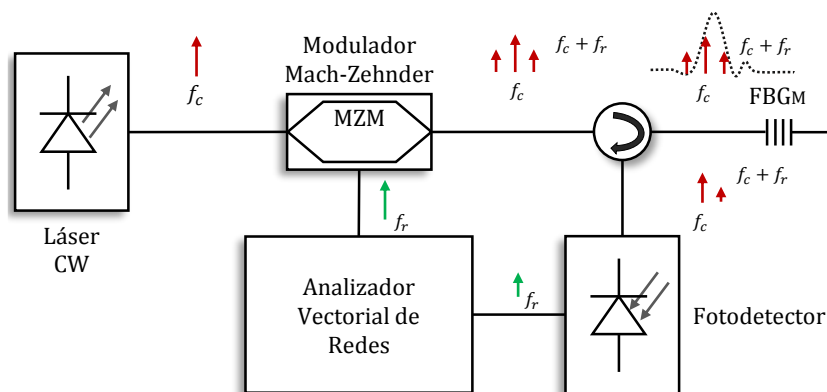
Otros estudios, como los realizados por Bonilla et. al [41] y Posada et. al [42, 18], proponen que su utilización integrada con recuperación de la señal en el dominio del tiempo, permitiría la reducción del efecto de ruido de modo común en el sistema, factor crítico en la medición

de la variable de elongación, ya que la responsividad del sensor es muy baja y tiende a estar cercana al valor de resolución del sistema. En éstos trabajos, se implementó un generador de peine dual opto-electrónico de frecuencia, como los utilizados para aplicaciones en espectroscopía.

Un diagrama de bloques de su funcionamiento se presenta en la Figura 2-5. Consta de un láser de onda continua cuya señal es utilizada para alimentar un par de moduladores electro-ópticos, una de las dos ramas es desplazada en frecuencia haciendo uso de un modulador acusto-óptico, para generar la correspondencia uno-a-uno de los dientes de los peines de frecuencia al ser recombinados [43, 44]. Algunas variaciones incluyen la eliminación del modulador acusto-óptico [45] o la inclusión de láseres con modulación directa de corriente [46].

Adicionalmente, debido a que se utilizan uno o más moduladores electro-ópticos para recuperar la información en el dominio de la radiofrecuencia, algunos autores proponen el uso de un analizador vectorial de redes tanto para la generación de la señal moduladora, como para la recuperación de la señal fotodetectada [40, 47]. Particularmente, Triana et. al [47] utiliza el VNA en configuración de span cero para caracterizar sensores codificados en fase, mediante la caracterización del parámetro de transmisión ( $S_{21}$ ). Un esquema general del montaje experimental se muestra en la Figura 2-6. A pesar de que el sistema de interrogación fue propuesto para sensores codificados en fase, ya que la potencia fotodetectada depende directamente de la amplitud de las bandas laterales generadas con el modulador y filtradas por el FBG, es posible utilizar este esquema de interrogación en redes de difracción comunes.

Teniendo en cuenta el estado del arte presentado en las secciones anteriores, y analizando las posibilidades de implementación del sistema de interrogación en el Laboratorio de Comunicaciones de la Universidad Nacional de Colombia, se propone la implementación del sistema de interrogación diferencial de la Figura 2-6, el cuál está basado en el trabajo de



**Figura 2-6.:** Diagrama de bloques del esquema de interrogación diferencial propuesto.

Triana et. al [47]. Este se compone de un láser de onda continua, cuyo haz de luz es utilizado para alimentar un modulador Mach-Zehnder, cuyas frecuencia de modulación está definida por la señal de salida del analizador de espectro configurado en span-cero. La señal a la salida del modulador, mediante un circulador, es llevada hacia el sensor FBG; finalmente la señal reflejada por éste es fotodetectada, adquirida y analizada usando el mismo analizador vectorial de redes.

# 3. Modelo y simulación de los componentes del sistema de interrogación

## 3.1. Láser de onda continua

### 3.1.1. Modelo

El campo eléctrico instantáneo de un láser de onda continua puede expresarse por medio de la Ecuación 3-1, donde  $|E|$  es la magnitud del campo eléctrico,  $\nu$  es la frecuencia de la señal óptica y  $\Phi(t)$  representa el término de fase del campo [48].

$$E(t) = |E| \cdot e^{j(2\pi\nu t + \Phi(t))} \quad (3-1)$$

La magnitud del campo eléctrico,  $|E|$ , puede escalarse de tal manera que su amplitud sea el cuadrado de la potencia:

$$P = |E|^2$$

Por otro lado, el término de fase,  $\Phi(t)$ , tiene en cuenta las fluctuaciones en la frecuencia instantánea del campo eléctrico del láser, generando que su anchura espectral sea diferente de cero [49]. Por lo anterior, es posible reescribir la Ecuación 3-1 de tal manera que dicho componente de fase corresponda a una envolvente de variación lenta respecto a la frecuencia del campo óptico:

$$E(t) = \sqrt{P} \cdot e^{\Phi(t)} \cdot e^{j(2\pi\nu t)} \quad (3-2)$$

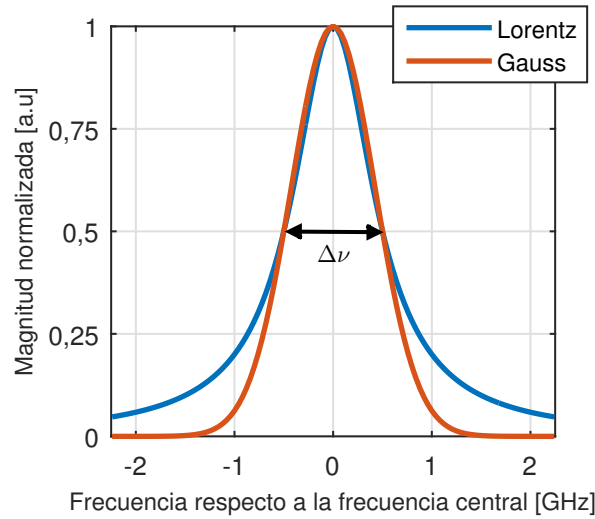
Para láseres de onda continua, suele tenerse el dato de la anchura espectral del láser, dada por el parámetro conocido como anchura a mitad de altura ( $\Delta\nu$ ), FWHM por sus siglas en inglés. En láseres de semiconductor suele tomar valores desde cientos de  $k\text{Hz}$  hasta cientos de  $M\text{Hz}$ , y su forma de temporal dependerá de la función con la que se modele espectralmente el dispositivo.

La función de la forma espectral puede ser modelada numéricamente por una función gaussiana, lorentziana o incluso funciones compuestas que pretenden acercarse más a los resultados experimentales [50]. Para el simulador propuesto se implementaron las dos primeras, descritas a continuación en las Ecuaciones (3-3) y (3-4) respectivamente:

$$e_{Gauss}^{\Phi(t)} = \exp - \left( \frac{\pi \Delta \nu}{2\sqrt{\ln 2}} t \right)^2 \quad (3-3)$$

$$e_{Lorentz}^{\Phi(t)} = \exp - (\pi \Delta \nu |t|)^2 \quad (3-4)$$

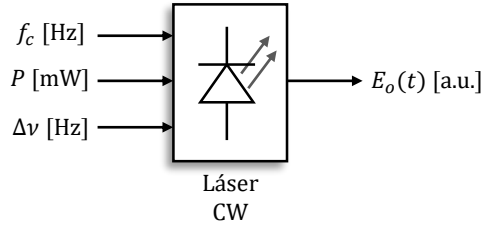
La Figura 3-1 presenta una comparación entre las formas espectrales obtenidas al usar las Ecuaciones (3-3) y (3-4) para generar un campo eléctrico que correspondiera a un ancho de línea espectral de 1 GHz. En ella se presenta la magnitud normalizada respecto al máximo de la transformada de Fourier de las señales temporales, de allí es posible comprobar que el ancho de línea para las dos formas espectrales corresponde al mencionado anteriormente, tomando la diferencia en frecuencia de los puntos a mitad de altura.



**Figura 3-1.:** Comparación entre una forma espectral Lorentziana (azul) y Gaussiana (naranja) con el mismo ancho de línea ( $\Delta \nu = 5\text{GHz}$ )

### 3.1.2. Simulación y Resultados

La Figura 3-2 muestra un diagrama de bloques con las entradas y salidas del modelo del láser de semiconductor propuesto. El simulador calcula el campo eléctrico en el dominio del tiempo del láser de semiconductor,  $E_o(t)$ , descrito por las ecuaciones (3-2), (3-3) y (3-4); es



**Figura 3-2.:** Diagrama de bloques de modelo del láser semiconductor. Sus entradas corresponden a la frecuencia central de operación  $f_c$ , la potencia media  $P$  y el ancho a mitad de altura  $\Delta\nu$ . Su salida es el campo eléctrico en el dominio del tiempo  $E_o(t)$ .

necesario brindar la información de la frecuencia central de operación del láser  $f_c$  en Hz, su potencia media  $P$  en mW y su ancho a mitad de altura  $\Delta\nu$  en Hz.

El simulador define un vector de tiempo discreto que permite obtener información tanto de la señal del dominio óptico como de la señal de envolvente lenta. Para cumplirlo, se requiere un periodo de muestreo que cumpla con el teorema de Nyquist para una señal de frecuencia 192.5 THz:

$$T_s \leq \frac{1}{192,5 \times 10^{12} \text{ Hz}} \approx 5,195 \text{ fs} \quad (3-5)$$

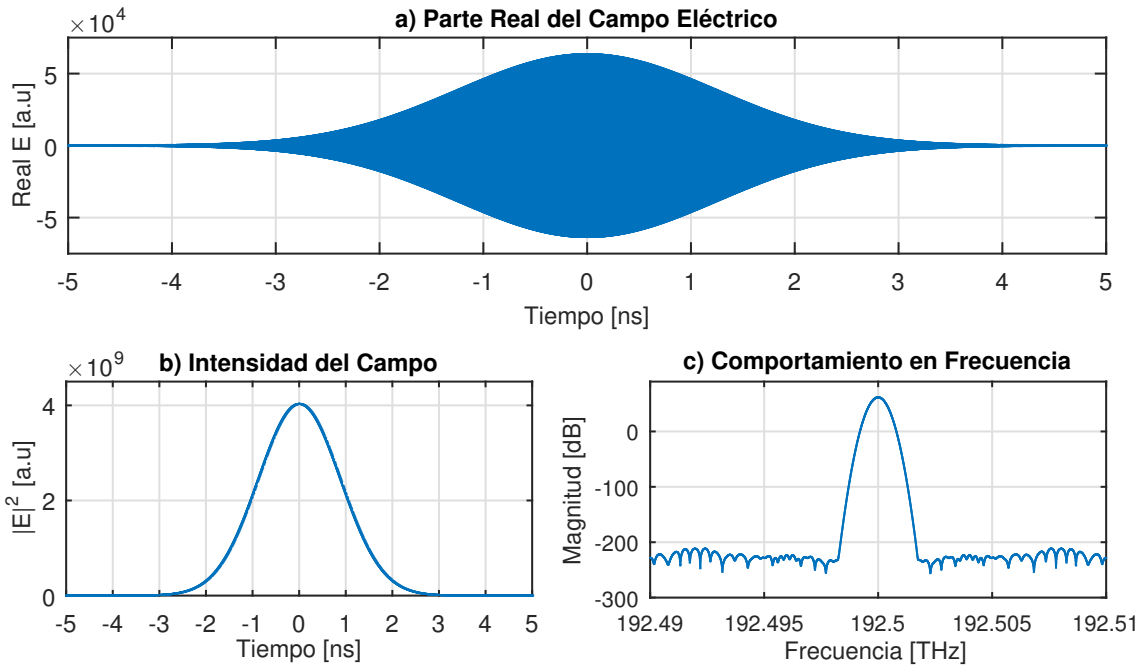
y adicionalmente una longitud de vector que permita una ventana de observación en la que se aprecie la duración del pulso correspondiente a un ancho de línea típicamente en el orden de cientos de MHz; para una envolvente gaussiana correspondería a:

$$\Delta t \geq 2 \cdot 3\tau = 2 \cdot \left( 3 \cdot \frac{2\sqrt{\ln 2}}{\pi \cdot 100 \text{ MHz}} \right) \approx 31,80 \text{ ns} \quad (3-6)$$

Tanto  $T_s$  como  $\Delta t$  son modificables para cada simulación, pero siempre respetando los límites impuestos por las Ecuaciones (3-5) y (3-6). A continuación se mostrarán los resultados de diferentes simulaciones realizadas para mostrar el adecuado funcionamiento del modelo implementado; para cada caso se darán los parámetros de entrada del simulador y del modelo del láser de semiconductor, junto a una pequeña descripción del objetivo principal de cada escenario.

### Simulación 1: Comportamiento en tiempo y frecuencia del campo eléctrico de salida $E_o(t)$

La primera simulación tiene como objetivo mostrar el comportamiento del vector de salida  $E_o(t)$ . Para ello, se desea mostrar tanto su forma temporal como frecuencial, de tal manera que se pueda comprobar que los parámetros de ingreso al simulador, dan origen al comportamiento deseado. Se dieron a la entrada del modelo los siguientes valores:

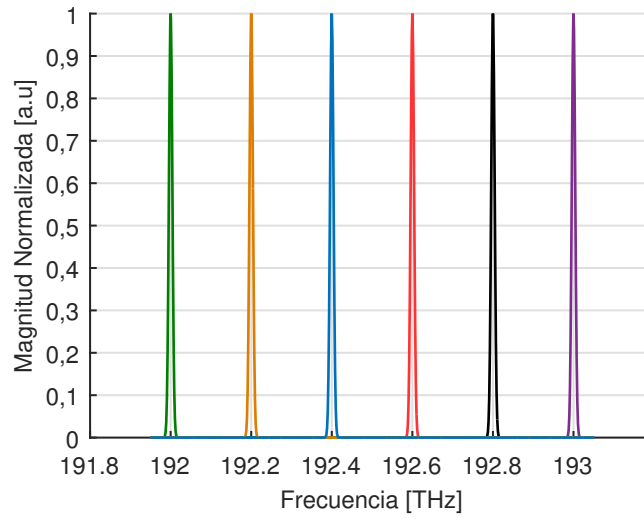


**Figura 3-3.:** Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque láser de onda continua del simulador,  $E_o(t)$ : en a) se ilustra la parte real del campo eléctrico en función del tiempo, en b) la magnitud al cuadrado del campo y en c) el comportamiento en frecuencia obtenido con la transformada rápida de Fourier del mismo.

Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$
$\Delta t$ [ s ]	$10 \times 10^{-9}$
$f_c$ [ Hz ]	$192.5 \times 10^{12}$
$P$ [ mW ]	1
$\Delta\nu$ [ Hz ]	$1 \times 10^9$

En general, el vector de salida es complejo, de tal manera que para observar su comportamiento podrían dibujarse tanto su parte real como imaginaria. En la Figura 3-3a) se muestra el componente real del campo eléctrico en la ventana de tiempo definida para la simulación, la información de la portadora de alta frecuencia se encuentra dentro de la envolvente del campo.

Haciendo uso de la Ecuación (3-6) para los datos proporcionados en la tabla, se encuentra que la duración aproximada del pulso para este caso es de 3.18 ns. Al observar la intensidad del campo, consignada en la Figura 3-3b), es posible comprobar que dicho valor se cumple, ya que la mayoría del pulso se encuentra confinado en dicha ventana de tiempo alrededor del instante cero. Por último, en la Figura 3-3c) se encuentra el resultado de la transformada



**Figura 3-4.:** Sección de la transformada rápida de Fourier aplicada a los campos eléctricos de salida  $E_o(t)$ , obtenidos al variar la frecuencia central de operación del láser entre 192 THz y 193 THz.

rápida de Fourier del campo eléctrico de salida, allí es posible verificar también que el ancho temporal del pulso corresponde al ancho frecuencial deseado.

### Simulación 2: Variación de la frecuencia central de operación del láser $f_c$ .

Este set de simulaciones tenía como objetivo comprobar que el modelo del láser respondiera adecuadamente a la variación de la frecuencia de operación del mismo. Se varió el valor de dicho parámetro entre 192 THz y 193 THz con pasos de 0.2 THz. Así las cosas, los parámetros para las simulaciones fueron:

Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$
$\Delta t$ [ s ]	$10 \times 10^{-9}$
$f_c$ [ Hz ]	$192.0 \times 10^{12}$ , $192.2 \times 10^{12}$ , ..., $193.0 \times 10^{12}$
$P$ [ mW ]	1
$\Delta\nu$ [ Hz ]	$1 \times 10^9$

Para observar los resultados, en la Figura 3-4 se consigna una sección de la transformada rápida de Fourier del campo eléctrico  $E_o(t)$  obtenido como salida en cada simulación. En todos los casos se normalizó la amplitud de la transformada de Fourier con su valor máximo, allí puede verse que las portadoras se encuentran centradas en todos los casos alrededor de los valores definidos anteriormente.



### Simulación 3: Variación del ancho espectral del láser de semiconductor $\Delta\nu$ .

El último set de simulaciones tenía como objetivo validar que al implementar las ecuaciones del modelo, su salida variara al cambiar el valor del ancho espectral del láser. Se le dio valores entre 100 MHz y 500 MHz con pasos de 100 MHz igualmente. Adicionalmente, los parámetros de simulación fueron:

Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$
$\Delta t$ [ s ]	$10 \times 10^{-9}$
$f_c$ [ Hz ]	$192.5 \times 10^{12}$
$P$ [ mW ]	1
$\Delta\nu$ [ Hz ]	$100 \times 10^6, 200 \times 10^6, \dots, 500 \times 10^6$

Los resultados del set de simulaciones se presentan en la Figura 3-5. Se aplicó la transformada rápida de Fourier al campo de salida  $E_o(t)$  y se graficó para cada caso una sección de  $\pm 500$  MHz alrededor de la frecuencia central dada para la simulación: 192.5 THz. En cuanto a la magnitud de la transformada de Fourier, teniendo en cuenta la definición de  $\Delta\nu$  como el ancho frecuencial tomado en la mitad de la altura, se tomó el valor del máximo para normalizar el vector. Para encontrar en cada simulación el valor del ancho espectral, bastaría entonces con encontrar los puntos en donde su magnitud tuviera un valor de 0,5. En la Figura 3-5 puede comprobarse que cada una de las trazas corresponde al ancho de línea dado a la entrada.

## 3.2. Modulador Mach-Zehnder

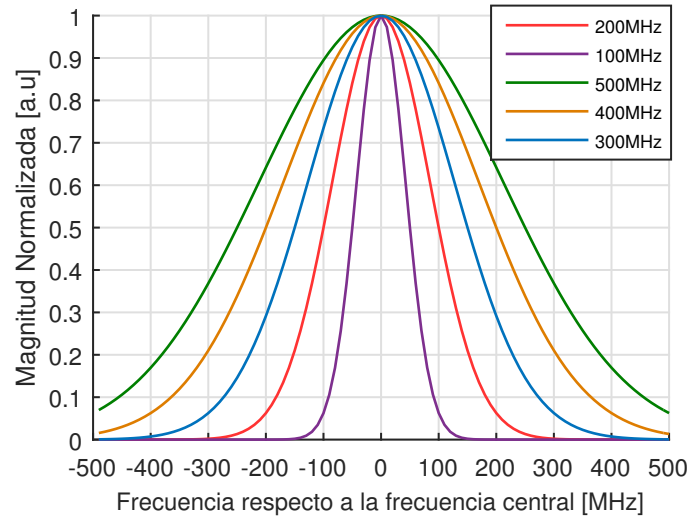
### 3.2.1. Modelo

La relación entre el campo eléctrico de entrada y salida de un modulador Mach-Zehnder puede derivarse de la relación existente para un interferómetro Mach Zehnder, expuesta en la Ecuación (3-7), donde los términos de fase  $\Phi_1$  y  $\Phi_2$  representan los retardos de fase logrados en cada una de las ramas del interferómetro [51].

$$E_o(t) = \frac{1}{2} \left( e^{j\Phi_1} + e^{j\Phi_2} \right) \cdot E_i(t) \quad (3-7)$$

Por construcción, se tiene que una de las ramas del interferómetro se mantiene libre, mientras la otra estará sometida al campo generado por un par de electrodos alimentados con una señal de tensión. Dichos electrodos generan un cambio de fase como dado por:

$$\Phi_2 = \frac{\pi V(t)}{V_\pi}$$



**Figura 3-5.:** Sección de la transformada rápida de Fourier aplicada a los campos eléctricos de salida  $E_o(t)$ , obtenidos al variar el ancho espectral del láser de onda continua entre 100 MHz y 500 MHz. El eje de frecuencia se encuentra centrado alrededor de la frecuencia central de operación y el eje de magnitud fue normalizado al máximo de cada vector, de tal manera que pudiera apreciarse el ancho a mitad de altura visualmente.

Así las cosas, sustituyendo en la Ecuación (3-7) esta expresión y teniendo que el cambio de fase de la rama sin electrodos puede considerarse como común en el nodo de salida [51], se obtiene la relación (3-8) que relaciona los campos de entrada y de salida para un modulador Mach-Zehnder.

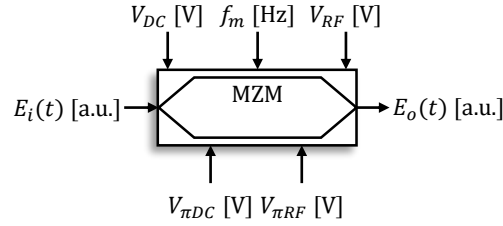
$$E_o(t) = \frac{1}{2} \left( 1 + \exp \left( j \frac{\pi V(t)}{V_\pi} \right) \right) \cdot E_i(t) \quad (3-8)$$

Por último, el voltaje aplicado a los electrodos cuenta con componentes de corriente continua y corriente alterna, de tal manera que es conveniente reescribir la Ecuación (3-8) como sigue:

$$E_o(t) = \frac{1}{2} \left( 1 + \exp \left( j \pi \left( \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi RF}} + \frac{V_{DC}}{V_{\pi DC}} \right) \right) \right) \cdot E_i(t) \quad (3-9)$$

El componente de corriente alterna aplicado al modulador puede ser expresado en su caso más general como una señal senoidal de amplitud  $|V_{RF}|$  y frecuencia  $f_m$  por medio de la siguiente expresión:

$$V_{RF}(t) = |V_{RF}| \cdot \sin(2\pi f_m t) \quad (3-10)$$



**Figura 3-6.:** Diagrama de bloques del modelo del modulador Mach-Zehnder, sus entradas corresponden al campo eléctrico a modular  $E_i(t)$ , las tensiones de media onda tanto DC,  $V_{\pi DC}$ , como AC,  $V_{\pi RF}$ , la tensión de polarización del modulador  $V_{DC}$  y la señal de modulación  $V_{RF}(t)$ . Su salida es el campo eléctrico modulado  $E_o(t)$

### 3.2.2. Simulación y resultados

El diagrama de bloques del modelo para el modulador Mach-Zehnder se presenta en la Figura 3-6. Para este caso, el simulador calcula el campo eléctrico a la salida del modulador en el dominio del tiempo,  $E_o(t)$ , descrito anteriormente en la Ecuación (3-9) haciendo uso de los parámetros de entrada: las tensiones de media onda tanto en DC como en AC,  $V_{\pi DC}$  y  $V_{\pi RF}$  respectivamente, la tensión de polarización del fotodetector  $V_{DC}$ , la amplitud de la tensión AC de modulación  $V_{RF}$  y el campo eléctrico a modular  $E_i(t)$ , que correspondería al campo a la salida del modelo del láser semiconductor.

A continuación se presentan tres escenarios de simulación diferentes que tenían como principal objetivo demostrar la funcionalidad del modelo implementado. En los tres casos fueron comunes los parámetros temporales del simulador, junto a los parámetros de entrada del modelo del láser y se consignan en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$
$\Delta t$ [ s ]	$100 \times 10^{-9}$
$f_c$ [ Hz ]	$192.5 \times 10^{12}$
$P$ [ mW ]	1
$\Delta \nu$ [ Hz ]	$1 \times 10^6$

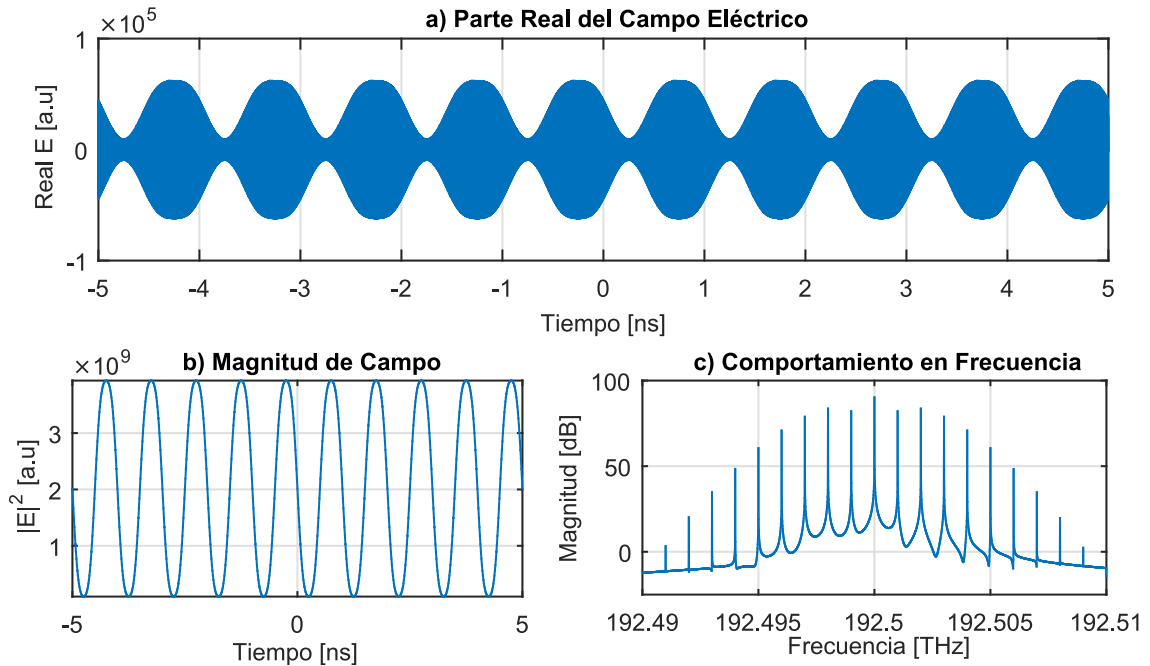
Los parámetros del modulador Mach Zehnder varían para cada set de simulaciones, así que en cada caso se brindará un resumen del objetivo general de la simulación, las variables de entrada del modelo del modulador y una breve explicación de los resultados obtenidos.

#### **Simulación 1: Comportamiento en tiempo y frecuencia del campo eléctrico de salida del modulador $E_o(t)$ .**

Esta primera simulación tiene como objetivo demostrar el comportamiento temporal del vector de salida  $E_o(t)$ , observando las respuestas a la salida en tiempo y frecuencia para

comprobar que las variables ingresadas al simulador correspondan a los resultados a las salida del mismo. Para lo anterior, se dieron los siguientes valores a la entrada del modelo:

Parámetro	Valor
$V_{\pi DC}$ [ V ]	10.0
$V_{\pi RF}$ [ V ]	10.0
$V_{DC}$ [ V ]	5.0
$V_{RF}$ [ V ]	$200 \times 10^{-3}$
$f_m$ [ Hz ]	$1 \times 10^9$



**Figura 3-7.:** Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque modulador Mach-Zehnder del simulador,  $E_o(t)$ : en a) se ilustra la parte real del campo eléctrico en función del tiempo, en b) la magnitud al cuadrado del campo y en c) el comportamiento en frecuencia obtenido con la transformada rápida de Fourier del mismo.

El vector a la salida del simulador es complejo, así que para observar su comportamiento se ilustra en la Figura 3-7a) la parte real del campo eléctrico. La ventana de tiempo fue acortada a 10 ns para facilitar la visualización, que en este caso demuestra que la frecuencia del campo óptico se encuentra modulada por una envolvente de baja frecuencia introducida por el modulador Mach-Zehnder.

La intensidad del campo eléctrico se muestra en la Figura 3-7b), allí es posible observar que el campo sigue una señal senoidal de período aproximado de 1 ns, correspondiente a la frecuencia de modulación elegida para la simulación de 1 GHz. Finalmente, en la Figura 3-7c)

se observa el comportamiento en frecuencia del campo eléctrico a la salida del modulador, allí puede comprobarse que la portadora óptica se encuentra en 192.5 THz y que alrededor de dicha frecuencia se distribuyen armónicos espaciados por 1 GHz. Este espectro es característico de un sistema de modulación en amplitud, como el modulador Mach-Zehnder.

### Simulación 2: Variación del voltaje de polarización DC del modulador Mach-Zehnder $V_{DC}$ .

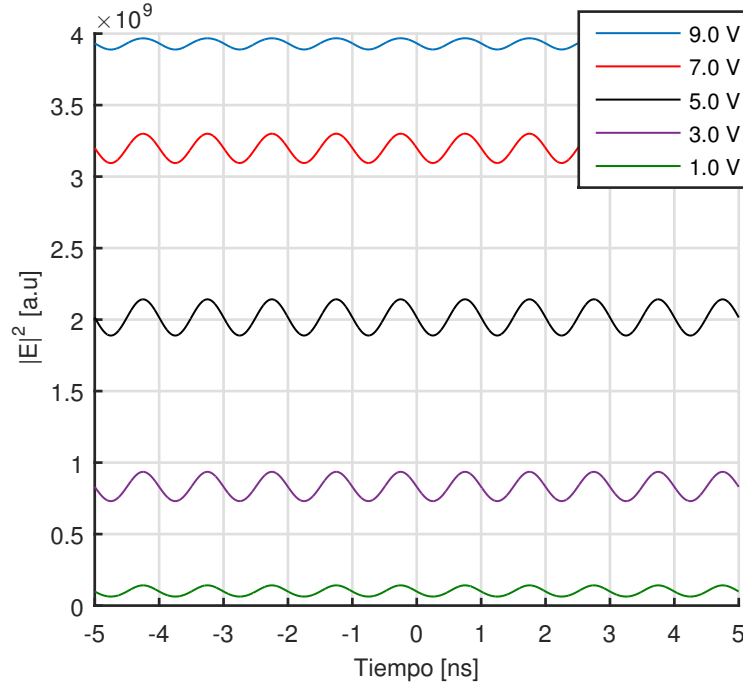
El objetivo de este grupo de simulaciones era validar que el modelo del modulador Mach-Zehnder respondiera a la variación en su polarización DC. Se cambió dicho valor en el rango de 1.0 V y 9.0 V con pasos de 2.0 V. Los parámetros de simulación se consignan a en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$V_{\pi DC}$ [ V ]	10.0
$V_{\pi RF}$ [ V ]	10.0
$V_{DC}$ [ V ]	1,0, 3,0, ..., 9,0
$V_{RF}$ [ V ]	$200 \times 10^{-3}$
$f_m$ [ Hz ]	$1 \times 10^9$

Los resultados del grupo de simulaciones se consignan a continuación en la Figura 3-8. Allí se presenta para cada simulación la intensidad del campo eléctrico a la salida del bloque modulador  $|E_o(t)|^2$  en el dominio del tiempo. Debido a que quería estudiarse el efecto propio del cambio de la polarización DC, se eligió una amplitud de modulación  $V_{RF}$  que no generara distorsión de la forma de onda a la salida. De los resultados obtenidos pueden resaltarse dos propiedades importantes: la primera es la simetría alrededor de la tensión de media onda del modulador  $\frac{V_{\pi}}{2}$  que para este caso era de 5 V; la segunda es la mayor amplitud de salida en la tensión de media onda, lo cual puede explicarse debido a que en dicha zona la función de transferencia senoidal del modulador presenta una pendiente mayor.

### Simulación 3: Variación de la amplitud del voltaje de modulación del modulador Mach-Zehnder $V_{RF}$ .

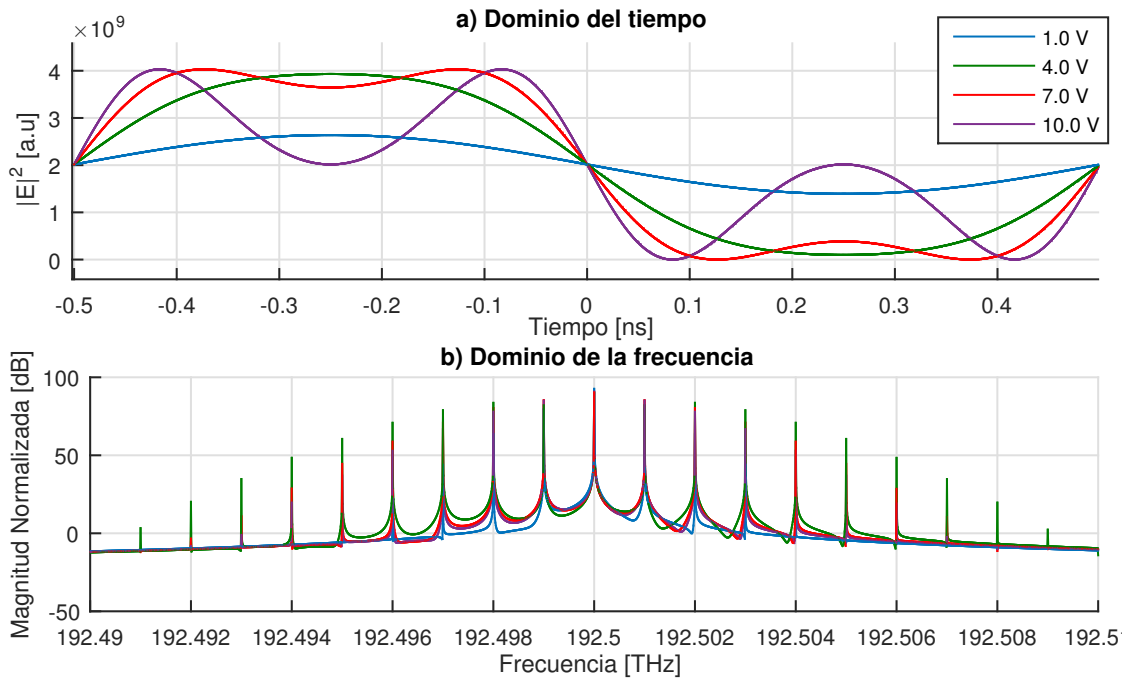
Una vez comprobadas las variaciones con la polarización DC del modulador, era necesario ejecutar un grupo de simulaciones que permitiera validar el efecto de cambios en la amplitud de la tensión de modulación  $V_{RF}$ . Para esto, se eligió un valor para la polarización DC del modulador y se varió dicha entrada entre 1.0 V y 10.0 V con pasos de 3.0 V. Los parámetros de entrada para el modelo fueron:



**Figura 3-8.:** Sección de las intensidades del campo eléctrico a la salida del modulador Mach-Zehnder  $E_o(t)$ , para tensiones de polarización  $V_{DC}$  entre 1.0 V y 9.0 V.

Parámetro	Valor
$V_{\pi DC}$ [ V ]	10.0
$V_{\pi RF}$ [ V ]	10.0
$V_{DC}$ [ V ]	5,0
$V_{RF}$ [ V ]	1,0, 4,0 , ..., 10,0
$f_m$ [ Hz ]	$1 \times 10^9$

La Figura 3-9 muestra los resultados de las simulaciones descritas anteriormente, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. En el primero de ellos es posible observar como al aumentar la amplitud de la señal de modulación, en un principio la amplitud de salida crece, pero al superar la tensión de media onda AC  $V_{\pi RF}$ , que para este caso era de 5.0 V, la forma de onda a la salida sufre de distorsión, ésto debido a la función de transferencia senoidal y su simetría alrededor de sus puntos máximos y mínimos. En el dominio de la frecuencia puede apreciarse como el componente armónico cambia también con el incremento de la amplitud de la señal de modulación.



**Figura 3-9.:** Comportamiento del campo eléctrico de salida del bloque de modulador al variar la amplitud de la tensión de modulación  $V_{RF}$ . En a) se presenta el comportamiento temporal de la intensidad del campo y en b) se presenta la magnitud normalizada de la transformada de Fourier de la salida.

## 3.3. Fotodetector

### 3.3.1. Modelo

El detector óptico produce una corriente eléctrica proporcional a la potencia electromagnética promedio que incide en el dispositivo. A dicha corriente se le conoce como fotocorriente y responde a la relación expresada en la Ecuación (3-11) [49]:

$$\bar{i}(t) = \mathfrak{R} \cdot P(t) \quad (3-11)$$

Donde  $\bar{i}(t)$  es la fotocorriente instantánea,  $P(t)$  es la potencia óptica incidente en el dispositivo y  $\mathfrak{R}$  es la responsividad del fotodetector, que está relacionada directamente con la eficiencia cuántica  $\eta$  del detector, que representa la probabilidad de que un fotón absorbido aporte un electrón a la fotocorriente, por medio de la Ecuación (3-12) [49]. Este parámetro suele ser dado por el fabricante del fotodiodo o puede ser obtenido por medio de caracterización.

$$\mathfrak{R} = \frac{e\eta}{\hbar\nu} \quad (3-12)$$

Adicionalmente, tal y como se expuso anteriormente en la Sección 3.1, el término que escalaba la amplitud del campo eléctrico era la potencia, de tal manera que esta era proporcional a la magnitud del mismo, así que si el campo de entrada al fotodetector se rige por la siguiente ecuación:

$$E_i(t) = E_{0i} \cdot e^{j(2\pi\nu t + \Phi(t))} \quad (3-13)$$

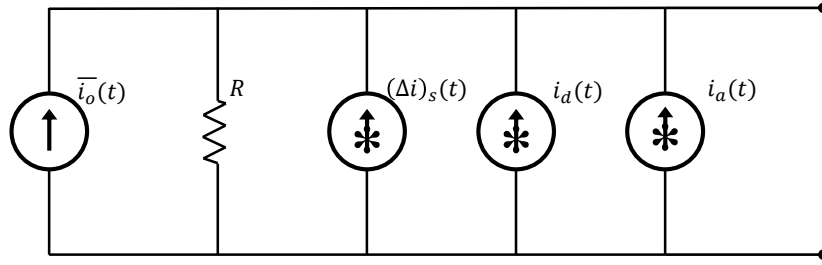
A pesar de que se sabe que el fotodetector tiene un ancho de banda finito, bajo ciertas condiciones de ancho de banda de la señal incidente, es posible asumir que la fotocorriente instantánea sigue la amplitud del campo eléctrico, relacionada directamente con el flujo fotónico instantáneo [49]. Es posible reescribir entonces la Ecuación (3-11) como sigue:

$$\bar{i}(t) = \mathfrak{R} \cdot |E_i(t)|^2 \quad (3-14)$$

### Fuentes de ruido

Además de la fotocorriente media, es necesario añadir al modelo del fotodetector algunas de las fuentes de ruido que contribuyen en el sistema. Las corrientes de ruido se presentan tanto por efecto de la naturaleza discreta de la radiación electromagnética como por efecto del circuito electrónico que acompaña al fotodiodo, y pueden modelarse como procesos gaussianos no





**Figura 3-10.:** Modelo equivalente de señal y ruido para el fotodetector.  $\bar{i}_o(t)$  es la fotocorriente media de señal y  $(\Delta i)_s(t)$ ,  $i_d(t)$ ,  $i_a(t)$  son las corrientes de los ruidos impulsivo, de corriente oscura y térmico respectivamente.

correlacionados de media cero y varianza determinada por las características propias de cada una.

En la Figura 3-10 se muestra el modelo de circuito equivalente de señal y ruido para el fotodetector. En nuestro caso, ya que se trabaja con fotodiodo tipo pin, se estudiarán las contribuciones de los ruidos shot  $(\Delta i)_s(t)$ , de corriente de oscuridad  $i_d(t)$  y el ruido térmico  $i_a(t)$  que agrupa el ruido Johnson de la resistencia del circuito de polarización del fotodiodo  $R$  y el del amplificador conectado al mismo.

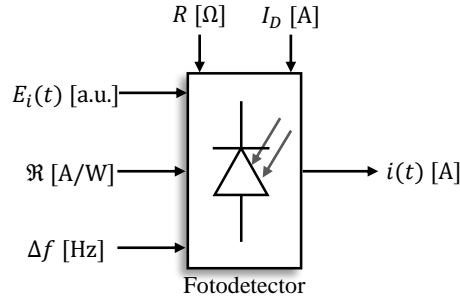
La corriente de ruido shot  $(\Delta i)_s(t)$ , también conocido como ruido impulsivo, se debe principalmente a la cuantificación de la radiación electromagnética que ocurre en el fotodiodo por la naturaleza discreta de los electrones que constituyen la fotocorriente. La varianza de este ruido,  $\overline{(\Delta i)_s^2}$ , puede cuantificarse mediante la Ecuación (3-15), donde  $e$  es la carga del electrón,  $\bar{i}$  es la fotocorriente media de la señal y  $\Delta f$  es el ancho de banda finito del fotoreceptor:

$$\overline{(\Delta i)_s^2} = 2e\bar{i}\Delta f \quad (3-15)$$

La corriente de ruido de corriente oscura  $i_d(t)$  se presenta aún sin contar con una señal óptica que ilumine el fotodiodo, ya que su origen se debe a la generación térmica de pares electrón-hueco. Su varianza,  $\overline{(\Delta i_d)^2}$ , se determina por medio de la Ecuación (3-16), haciendo uso de la corriente oscura media producida  $I_d$  por el dispositivo:

$$\overline{(\Delta i_d)^2} = 2eI_d\Delta f \quad (3-16)$$

Por último, la corriente de ruido térmico  $i_a(t)$  es de origen tecnológico, pues se produce por las resistencias del circuito de polarización del detector y del amplificador utilizado para la salida del fotoreceptor. Para calcular su varianza  $\overline{(\Delta i_a)^2}$  se hace uso de la Ecuación (3-17), donde  $k_B$  es la constante de Boltzmann y  $T$  es la temperatura absoluta en grados Kelvin:



**Figura 3-11.:** Diagrama de bloques del modelo del fotodetector. Sus entradas son el campo eléctrico con el que se ilumina el dispositivo  $E_i(t)$  y los parámetros propios del detector, como su responsividad  $\mathfrak{R}$ , su ancho de banda  $\Delta f$ , su corriente oscura media  $I_d$  y su resistencia de polarización  $R$ . Su salida es la fotocorriente con las fuentes de ruido incluidas  $i(t)$ .

$$\overline{(\Delta i_a)^2} = \frac{4k_B T \Delta f}{R} \quad (3-17)$$

Una vez calculadas las corrientes de ruido, ya que pueden considerarse como ruido aditivo a la fotocorriente descrita por la Ecuación (3-14), de tal manera que la fotocorriente total producida por el fotoreceptor respondería a la siguiente ecuación:

$$\bar{i}(t) = \mathfrak{R} \cdot |E_i(t)|^2 + (\Delta i)_s(t) + i_d(t) + i_a(t) \quad (3-18)$$

### 3.3.2. Simulación y resultados

Haciendo uso de las ecuaciones desarrolladas en el apartado anterior, se identificaron las variables de entrada y salida del sistema tal y como se muestra en la Figura 3-11. El simulador calculará la corriente fotodetectada  $i(t)$  por un fotoreceptor con responsividad  $\mathfrak{R}$ , corriente oscura media  $I_d$  expresada en A, ancho de banda en frecuencia  $\Delta f$  dado en Hz y con resistencia de polarización  $R$  en  $\Omega$ , al ser sometido a un campo eléctrico de entrada  $E_i(t)$ .

Se desarrollaron seis escenarios de simulación diferentes que serán analizados a continuación, y que tenían como objetivo comprobar los cambios en la salida del bloque del fotodetector al realizar cambios en las entradas. Para cada uno se darán las variables elegidas para la entrada del modelo y la salida resultante. En todos los escenarios fueron comunes los parámetros de tiempo del simulador y los parámetros de entrada al model del láser semiconductor. Dichos parámetros son:

Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$
$\Delta t$ [ s ]	$25.0 \times 10^{-9}$
$f_c$ [ Hz ]	$192.5 \times 10^{12}$
$P$ [ mW ]	0.5
$\Delta\nu$ [ Hz ]	$1 \times 10^6$

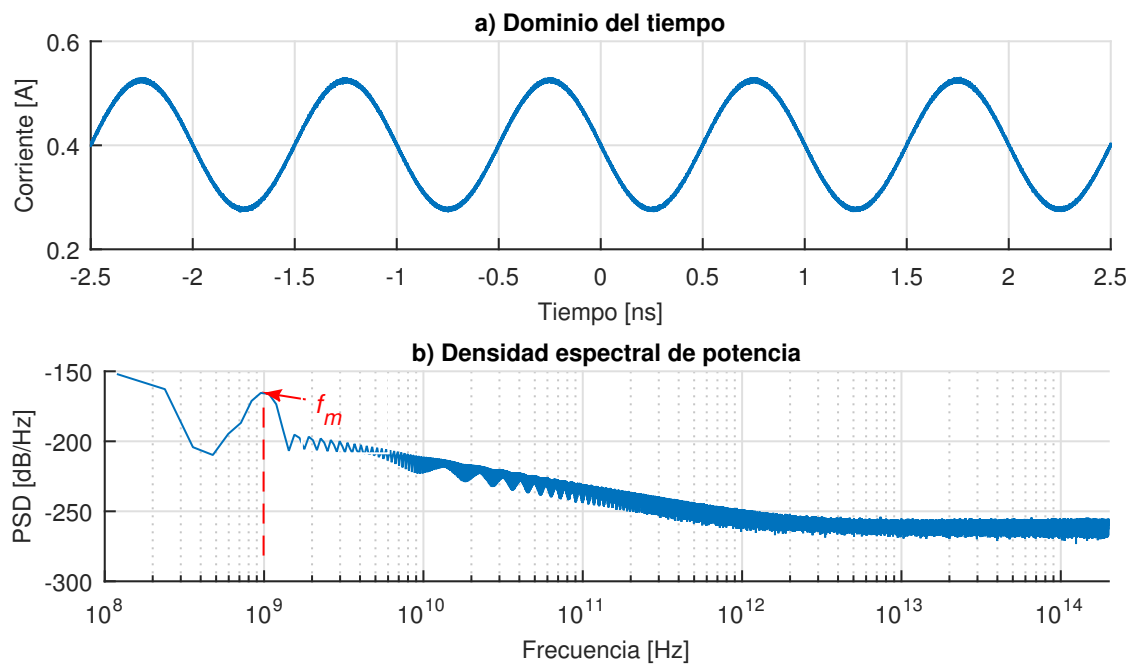
### Simulación 1: Comportamiento en tiempo y frecuencia de la corriente de salida del fotodetector $i(t)$ .

Para la primera simulación se pretendía observar que la corriente de salida del modelo del fotodetector,  $i(t)$ , correspondiera a las variables dadas como entrada al simulador, tanto en tiempo como en frecuencia. Para probar su comportamiento como detector de envolvente, en esta simulación se incluyó el modelo del modulador Mach-Zehnder antes del bloque del fotodetector, polarizado en cuadratura y con una amplitud de tensión AC de 1V, de tal manera que el campo eléctrico de entrada estaría modulado y tendría la forma del presentado anteriormente en la Figura 3-7. Los parámetros para la simulación se consignan en la siguiente tabla:

Modulador		Fotodetector	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$V_{\pi DC}$ [V]	10	$\mathfrak{R}$ [A W <sup>-1</sup> ]	0.8
$V_{\pi RF}$ [V]	10	$\Delta f$ [Hz]	$5.0 \times 10^9$
$V_{DC}$ [V]	5.0	$R$ [ $\Omega$ ]	50
$V_{RF}$ [V]	1.0	$I_d$ [A]	$10.0 \times 10^{-9}$
$f_m$ [Hz]	$1.0 \times 10^9$	$T$ [K]	20.0

En la Figura 3-12a) se muestra el vector de salida del simulador del fotodetector. En este caso correspondía a un vector de números reales que representaban la corriente en cada instante del muestreo. Para facilitar la visualización de los resultados, la ventana de observación en la gráfica fue reducida a 5 ns. Adicionalmente, se estimó su densidad espectral de potencia para observar los componentes frecuenciales en la misma, tal y como se muestra en la Figura 3-12b).

Es posible comprobar en las Figuras 3-12a) y 3-12b) que la frecuencia de modulación del campo de entrada,  $f_m$ , corresponde a la dada como entrada al simulador; ya que en la señal temporal se aprecia una periodicidad de 1 ns, equivalente a una frecuencia de 1 GHz y en la señal de densidad espectral de frecuencia se aprecia un pico en la frecuencia de modulación. En cuanto al comportamiento temporal, puede apreciarse que la corriente media es de 400  $\mu$ A, producto de una potencia óptica a la entrada de 500  $\mu$ W y una responsividad de 0.8 A W<sup>-1</sup>. La densidad espectral de potencia muestra también el efecto del ancho de banda del fotodetector, pues los componentes de frecuencia superiores a dicho valor están atenuados.



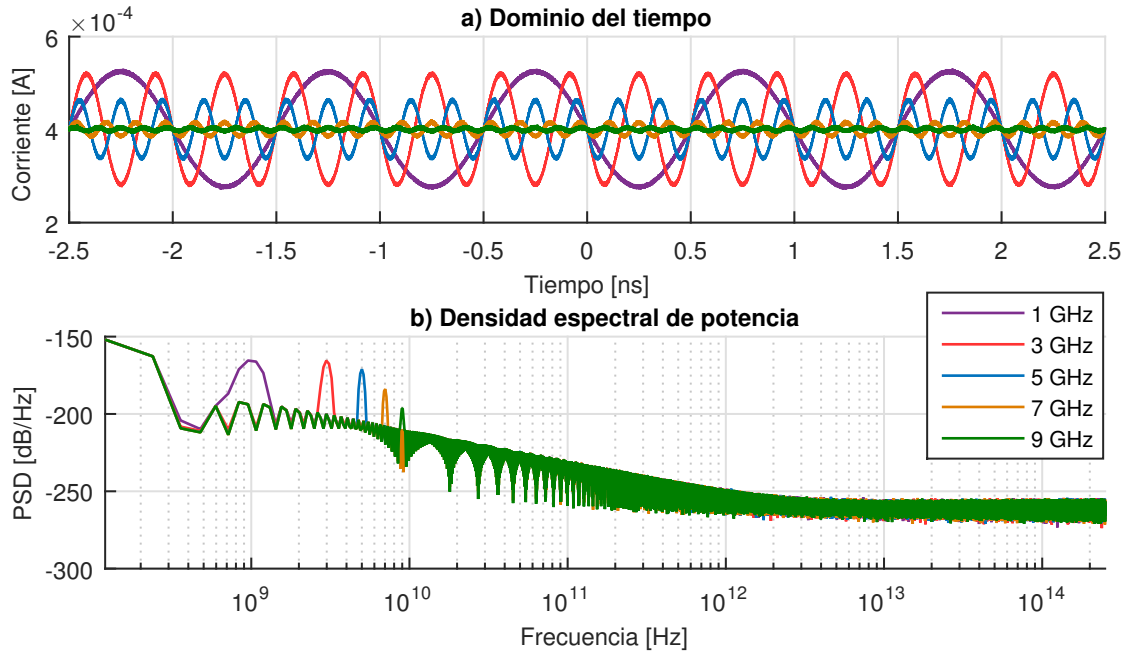
**Figura 3-12.:** Comportamiento de la corriente de salida del bloque fotodetector del simulador,  $i(t)$ : en a) se muestra la corriente de salida del bloque  $i(t)$  en una ventana de tiempo de 5 ns y en b) se ilustra la densidad espectral de potencia de la misma señal.

### Simulación 2: Variación en la frecuencia de modulación $f_m$ del campo eléctrico a la entrada del fotodetector $E_i(t)$ .

Se planteó un arreglo de simulaciones con el objetivo de apreciar la respuesta del fotodetector a campos eléctricos modulados con distintas frecuencias. Debido al ancho de banda con el que se sintetiza el modelo del fotodetector, éste estaría en capacidad de responder a señales de frecuencias menores a dicho ancho de banda. Los parámetros del simulador tomaron los siguientes valores:

Modulador		Fotodetector	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$V_{\pi DC}$ [V]	10.0	$\Re$ [ $A W^{-1}$ ]	0.8
$V_{\pi RF}$ [V]	10.0	$\Delta f$ [Hz]	$5.0 \times 10^9$
$V_{DC}$ [V]	5.0	$R$ [ $\Omega$ ]	50
$V_{RF}$ [V]	1.0	$I_d$ [A]	$10.0 \times 10^{-9}$
$f_m$ [Hz]	$1.0 \times 10^9, 3.0 \times 10^9, \dots, 9.0 \times 10^9$	$T$ [K]	20

Los resultados de las simulaciones se muestran a continuación en la Figura 3-13. En 3-13a) se

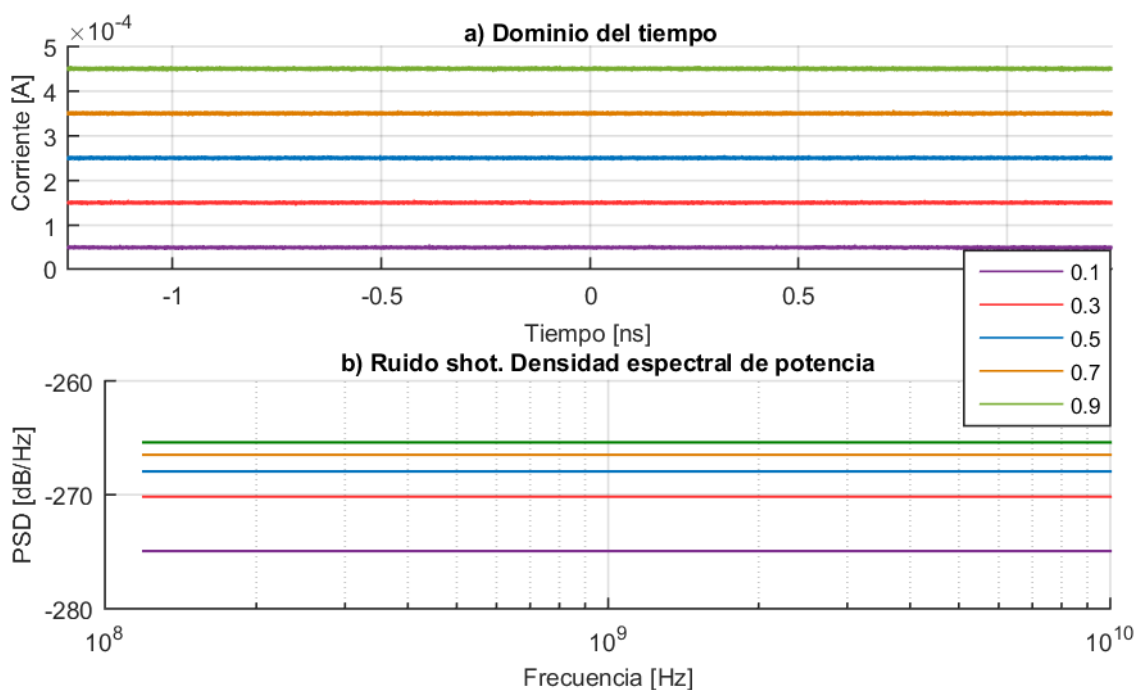


**Figura 3-13.:** Resultado de las corrientes de salida  $i(t)$  del modelo del fotodetector al variar la frecuencia de modulación del campo en su entrada,  $E_i(t)$ . En a) se muestran los resultados en el dominio del tiempo obtenidos al variar el valor de  $f_m$  entre 1 GHz y 9 GHz; en b) se muestran las densidades espectrales de potencia de los vectores de salida del simulador.

puede observar que el valor medio de la corriente en todos los casos se ubica alrededor de 400  $\mu\text{A}$ . Sus amplitudes son constantes para los casos de 1 y 3 GHz ya que distan de la frecuencia de corte del fotodetector, en el caso de 5 GHz ya que dicha frecuencia es correspondiente a una caída de mitad de la potencia, la amplitud de la corriente es aproximadamente 0.707 la amplitud máxima. Para 7 y 9 GHz la señal de salida está compuesta fundamentalmente por el componente continuo de la señal. Por otro lado en **3-13b)** es posible apreciar los tonos centrados en cada una de las frecuencias utilizadas como entrada del simulador.

### Simulación 3: Variación en la responsividad del fotodetector $\mathcal{R}$ .

Se propuso un set de simulaciones que permitiera observar la variabilidad de la corriente de salida del fotodetector al realizar cambios en el valor de la responsividad del mismo. Ya que para esta comprobación no era necesario contar con una señal con componente de corriente alterna, se omitió la modulación del campo de tal manera que la entrada fuese un campo de láser de onda continua. Los parámetros de entrada al modelo fueron los que se consignan en la siguiente tabla:



**Figura 3-14.:** Resultado de la variación en la responsividad del fotodetector en la corriente de salida  $i(t)$ . En a) se muestra el comportamiento en el dominio del tiempo y en b) se muestran las densidades espectrales de potencia del ruido shot generado por el simulador al variar la responsividad entre 0.1 y 0.9  $\text{A W}^{-1}$ .

Parámetro	Valor
$\mathfrak{R}$ [ $\text{A W}^{-1}$ ]	0.1, 0.3, ..., 0.9
$\Delta f$ [Hz]	$5.0 \times 10^9$
$R$ [ $\Omega$ ]	50
$I_d$ [A]	$10.0 \times 10^{-9}$
$T$ [K]	20

Las corrientes obtenidas con el simulador se presentan en la Figura **3-14**. La responsividad tomó valores entre 0.1 y 0.9  $\text{A W}^{-1}$ , afectando la corriente media fotodetectada, tal y como se muestra en la Figura **3-14a**). Al afectar éste valor, según la Ecuación (3-15), la varianza del ruido shot cambiaría en cada caso. Por tal razón, en la Figura **3-14b**) se calculó la densidad espectral de potencia del ruido shot generado por el simulador para cada caso. Allí se comprueba que para valores menores de responsividad y por ende de corriente media fotodetectada, la intensidad del ruido blanco sería menor.

#### Simulación 4: Variación en la corriente oscura media del fotodetector $I_d$ .

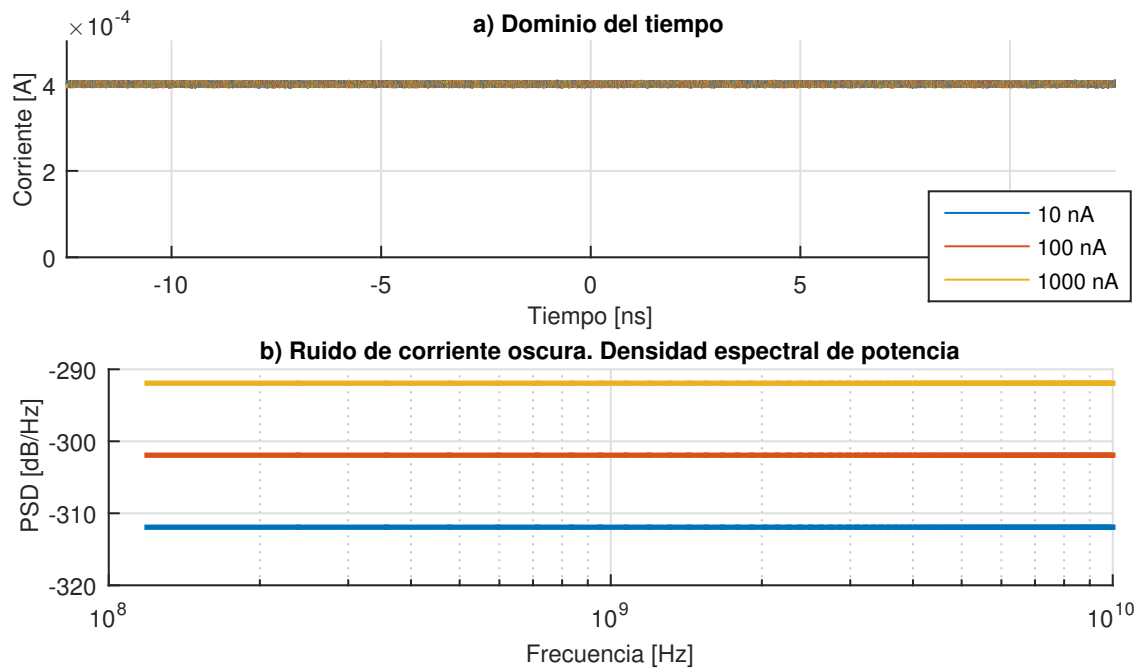
El siguiente grupo de simulaciones tenía como objetivo comprobar cambios en la salida del bloque del fotodetector al cambiar la corriente oscura media del mismo. Se omitió el bloque del modulador de tal manera que la señal de salida del fotoreceptor fuese de corriente continua, los parámetros dados al simulador en este caso se consignan en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$\mathfrak{R}$ [ $\text{A W}^{-1}$ ]	0.8
$\Delta f$ [Hz]	$5.0 \times 10^9$
$R$ [ $\Omega$ ]	50
$I_d$ [A]	$10.0 \times 10^{-9}$ , $100.0 \times 10^{-9}$ , $1000.0 \times 10^{-9}$
$T$ [K]	20

En este caso, al afectar el valor de la corriente oscura media, según la Ecuación (3-16), la varianza del ruido producido por esta variable cambiaría proporcionalmente con el mismo. Los resultados de las simulaciones se consignan a continuación en la Figura **3-15**. En **3-15a**) se muestran las corrientes fotodetectadas en cada caso, sin embargo las variaciones no son perceptibles en el dominio del tiempo. Por esto, se calcularon las densidades espectrales de potencia del ruido de corriente oscura producido por el simulador y sus resultados se muestran en **3-15b**), donde puede apreciarse que para corrientes oscuras más altas se presentan potencias de ruido más altas.

#### Simulación 5: Variación en el ancho de banda del fotodetector $\Delta f$ .

Como siguiente simulación, se desarrolló un escenario donde el ancho de banda del fotodetector cambiase su valor entre 2.0 y 8.0 GHz. A pesar de que estuviese cambiando una

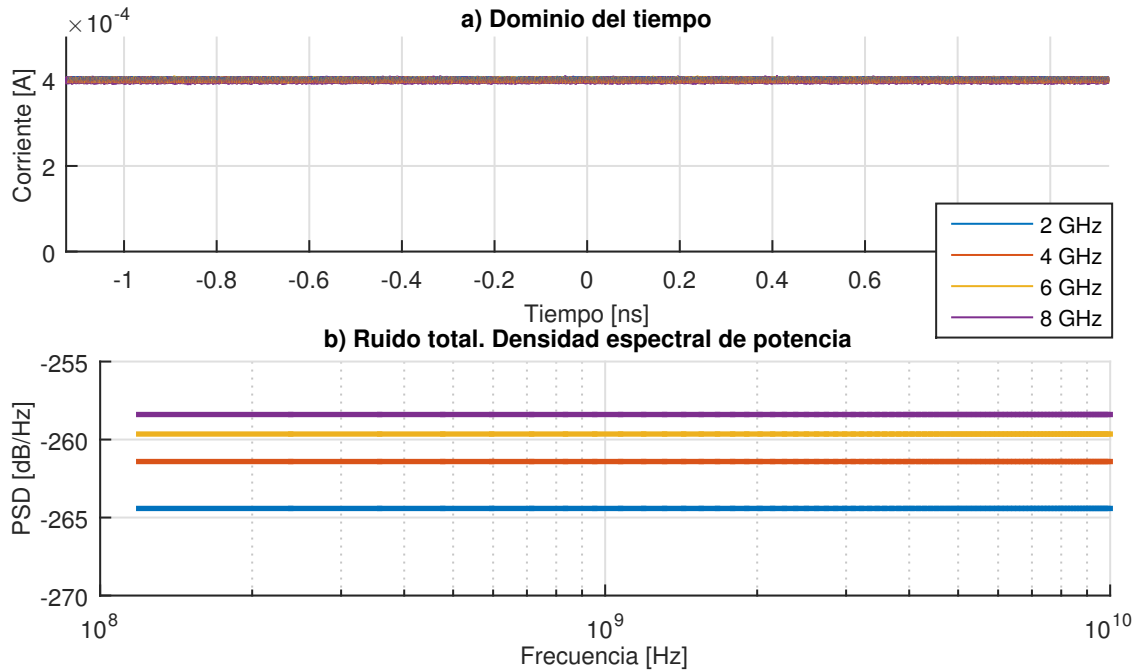


**Figura 3-15.:** Corriente de salida del modelo del fotodetector,  $i(t)$ , al cambiar su corriente oscura media. En a) se ilustra su respuesta en el dominio del tiempo, mientras en b) se muestra la densidad espectral de potencia del ruido asociado al cambiar su valor entre 10 y 1000 nA.



característica propia de señales de corriente alterna, se usó un campo de entrada sin modulación, ya que el objetivo era observar su impacto en el ruido, pues las Ecuaciones (3-15), (3-16) y (3-17) muestran que la varianza del ruido depende directamente de su valor. Las variables dadas al simulador fueron las siguientes:

Parámetro	Valor
$\Re$ [ $\text{A W}^{-1}$ ]	0.8
$\Delta f$ [Hz]	$2.0 \times 10^9$ , $4.0 \times 10^9$ , ..., $8.0 \times 10^9$
$R$ [ $\Omega$ ]	50
$I_d$ [A]	$1.0 \times 10^{-9}$
$T$ [K]	20



**Figura 3-16.:** Resultado de la variación del ancho de banda del fotodetector en la corriente de salida  $i(t)$  y su ruido asociado. En a) se muestra el comportamiento en el dominio del tiempo de  $i(t)$  y en b) se muestran las densidades espectrales de potencia del ruido total generado por el simulador.

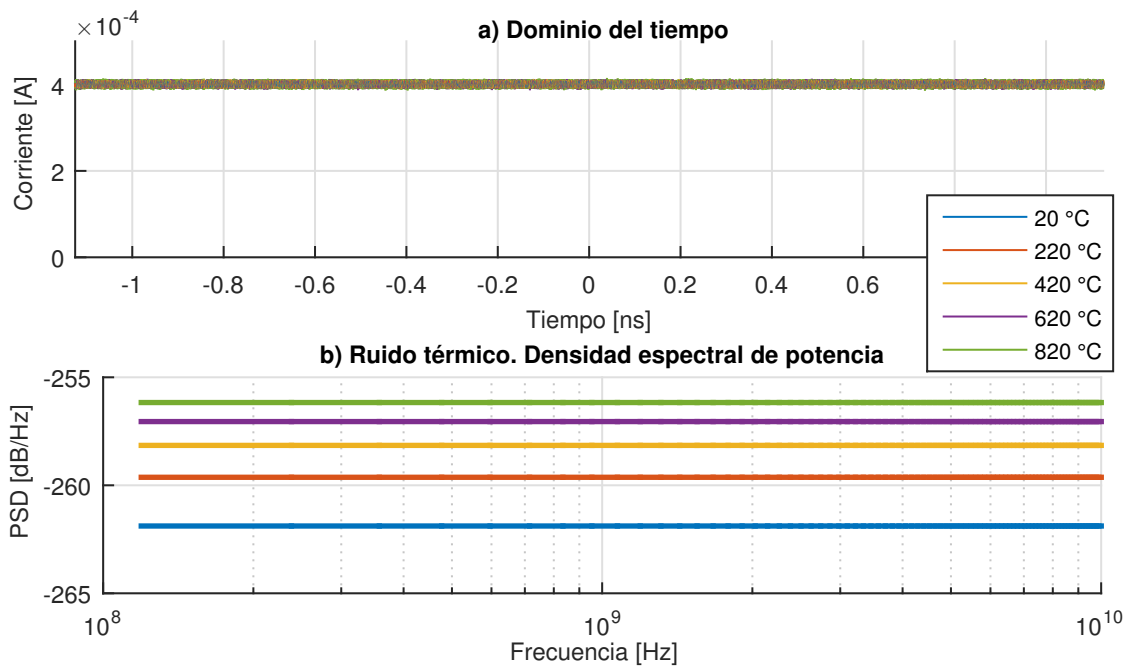
Los resultados de este grupo de simulaciones se presentan a continuación en la Figura 3-16. En 3-16a) es posible comprobar que en todos los casos la fotocorriente media se encuentra alrededor de  $400 \mu\text{A}$ , sin embargo no pueden diferenciarse a simple vista los efectos en el comportamiento del ruido. Para ello, se calculó la densidad espectral de potencia del ruido total generado por el sistema y sus resultados se plasmaron en 3-16. donde se aprecia que el comportamiento esperado de aumento en la intensidad del ruido debido al aumento del ancho de banda se cumple.

**Simulación 6: Variación en la temperatura de simulación del fotodetector  $T$ .**

Por último, ya que la parte electrónica del fotoreceptor genera un ruido adicional en el sistema cuya varianza responde a la Ecuación (3-17), y que dicha varianza tiene dependencia de la temperatura, se planteo un set de simulaciones donde se variara el valor de la temperatura ambiente para comprobar los cambios que produce en la corriente de salida. Los parámetros dados al simulador se consignan en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$\mathfrak{R}$ [ $\text{A W}^{-1}$ ]	0.8
$\Delta f$ [Hz]	$5.0 \times 10^9$
$R$ [ $\Omega$ ]	50
$I_d$ [A]	$1.0 \times 10^{-9}$
$T$ [K]	20, 220, ..., 820

En la Figura **3-17** se consignan las corrientes de salida encontradas para cada simulación. En **3-17a)** se plasma su variación temporal, sin embargo, ya que no se cuenta con componente de corriente alterna la única comprobación que puede hacerse corresponde a la corriente media fotodetectada producto de la señal óptica de 0.5 mW y una responsividad de  $0.8 \text{ A W}^{-1}$ , que sería de 400 mW. Para verificar el comportamiento del ruido, se calcularon las densidades espectrales de potencia para la corriente de salida en cada caso, ya que se trataba de un ruido blanco su potencia debería estar equidistribuida en todo el rango de frecuencia y su intensidad dependería directamente de la varianza, tal y como puede verse en **3-17b)**.



**Figura 3-17.:** Corriente de salida del modelo del fotodetector,  $i(t)$ , al ajustar la temperatura de la simulación. En a) se ilustra su respuesta en el dominio del tiempo, mientras en b) se muestra la densidad espectral de potencia del ruido térmico al cambiar la temperatura entre 20 y 620 °C.

## 4. Caracterización de componentes del sistema de interrogación

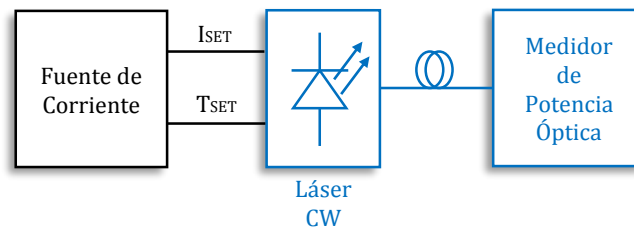
El sistema optoelectrónico propuesto, cuenta con diferentes componentes que necesitan ser completamente caracterizados con el fin de poderles utilizar de manera adecuada. En el presente capítulo se presentan los montajes experimentales usados para dichas caracterizaciones y sus principales resultados, para finalmente identificar el montaje final del sistema de interrogación diferencial de sensores ópticos basados en redes de difracción de Bragg (FBG).

### 4.1. Láser de semiconductor.

#### 4.1.1. Potencia óptica vs. corriente de polarización.

Es la curva característica principal de un láser de semiconductor. Permite determinar datos importantes como su corriente de umbral y el rango de potencia de luz que transmite. Para su obtención, se hace uso de un medidor de potencia óptica conectado a la salida del láser, que a su vez es alimentado por una fuente de corriente que permite controlar tanto su corriente de polarización, como su temperatura de operación. El montaje experimental está representado en la Figura 4-1, y las características de los equipos utilizados se enumeran a continuación:

- **Fuente de corriente:**
  - Referencia: Thorlabs ITC5022
  - Corriente de operación: 0 mA - 190 mA



**Figura 4-1.:** Diagrama de bloques del montaje experimental usado para obtener las diferentes potencias ópticas emitidas por el láser al cambiar la corriente de polarización del mismo.

- Temperatura de operación: 25 °C
- **Medidor de potencia óptica:**
    - Referencia: KingFisher KL7600-C
    - Potencia máxima: 20 dBm
  - **Láser DFB:**
    - Referencia: Furukawa FR15DCWD-A81-19350
    - Corriente umbral típica: 10 mA
    - Corriente máxima: 190 mA

Los resultados experimentales se presentan en la Figura 4-2. Se cambió la corriente de polarización del láser semiconductor en pasos de 5mA, barriendo desde 0mA hasta 190 mA, la corriente máxima de operación segura del mismo. Se registró para cada caso la potencia óptica del láser. Se encontró que contaba con una corriente umbral de 10 mA y que emitía una potencia máxima de 40.55 mW, que equivalen a 16.08 dBm aproximadamente.

#### 4.1.2. Espectro del láser semiconductor y longitud de onda central de emisión vs. corriente de polarización.

Sustituyendo el medidor de potencia óptica de la Figura 4-1 por un analizador de espectro óptico, se hacía posible obtener, además de la potencia óptica del láser, el espectro de emisión

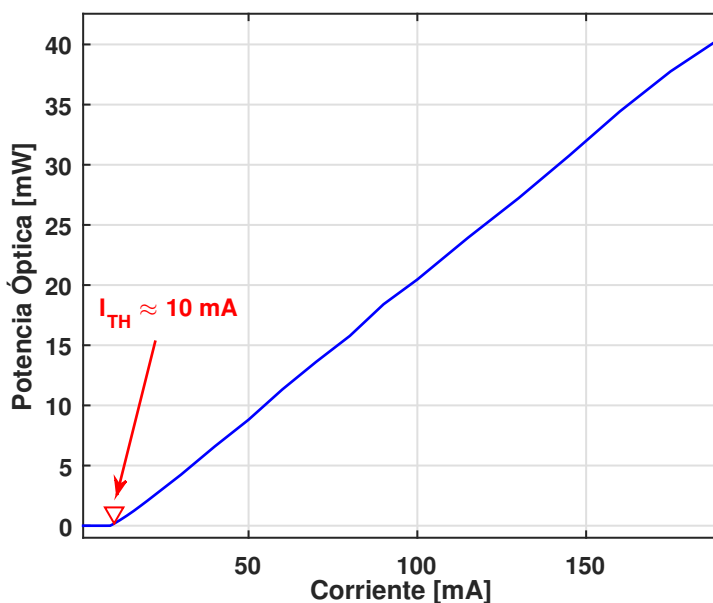


Figura 4-2.: Resultado obtenido para la curva de corriente de polarización del láser de semiconductor vs. potencia óptica emitida.

del láser usado. De allí podrían extraerse distintos datos como la longitud de onda central y la relación de supresión de modo lateral (SMSR por sus siglas en inglés). El montaje experimental utilizado se muestra en la Figura 4-3. Las características del analizador de espectro utilizado fueron:

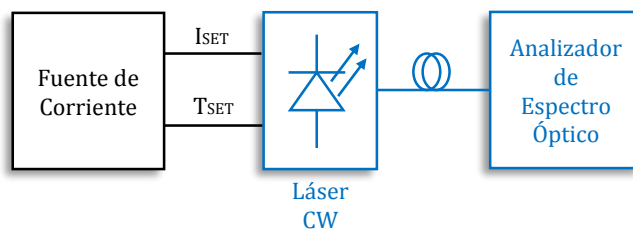
- **Analizador de Espectro Óptico:**
  - Referencia: Yokogawa AQ6370D
  - Resolución: 0.02 nm
  - Potencia máxima de entrada: 20 dBm

Los resultados experimentales obtenidos con el analizador de espectro al polarizar el láser con una corriente de 190 mA se muestran en la Figura 4-4. Allí puede verse que el láser es monomodal, ya que su relación de supresión de modo lateral es de 58.70 dB, y que además, su longitud de onda central de emisión es de 1549.31 nm.

Adicionalmente, debido a que la longitud de onda central del láser varía con su corriente de polarización y que dicho valor determinaría la longitud de onda de construcción del sensor FBG a interrogar, era necesario registrar las variaciones en éste valor con los cambios en la corriente de polarización. Usando nuevamente el montaje de la Figura 4-3 se utilizó la fuente de corriente para realizar esta variación, y en cada caso se registró el espectro para posteriormente encontrar su longitud de onda central. Los resultados obtenidos se registran en la Figura 4-5, donde se encuentra que después de superar la corriente de umbral, su valor varía entre 1548.484 nm y 1549.312 nm.

### 4.1.3. Ancho de línea vs corriente de polarización.

Otro parámetro característico del láser es su ancho de línea o ancho a mitad de potencia, puesto que el fabricante garantiza que tendrá un valor menor a 10 MHz, más no brinda un dato exacto del mismo. Debido al orden de magnitud de ésta variable no es posible obtener su valor por medio de un analizador de espectro óptico como el presentado en la sección anterior, ya que su resolución está en el orden de 2.5 GHz. Por ésto, se implementó entonces



**Figura 4-3.:** Diagrama de bloques del montaje experimental usado para obtener el espectro del láser semiconductor y la variación de su longitud de onda central de emisión con el cambio en la corriente de polarización.

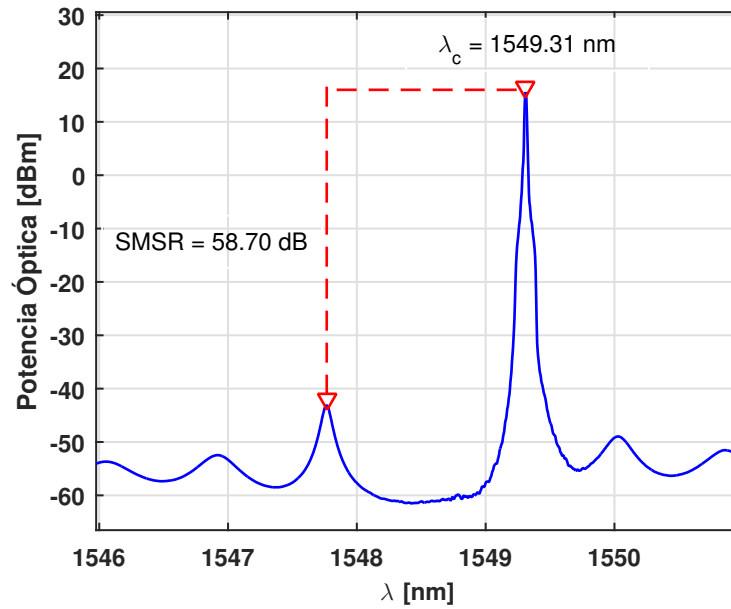


Figura 4-4.: Resultados experimentales de la caracterización del espectro del láser de semiconductor obtenidos con el analizador de espectro óptico.

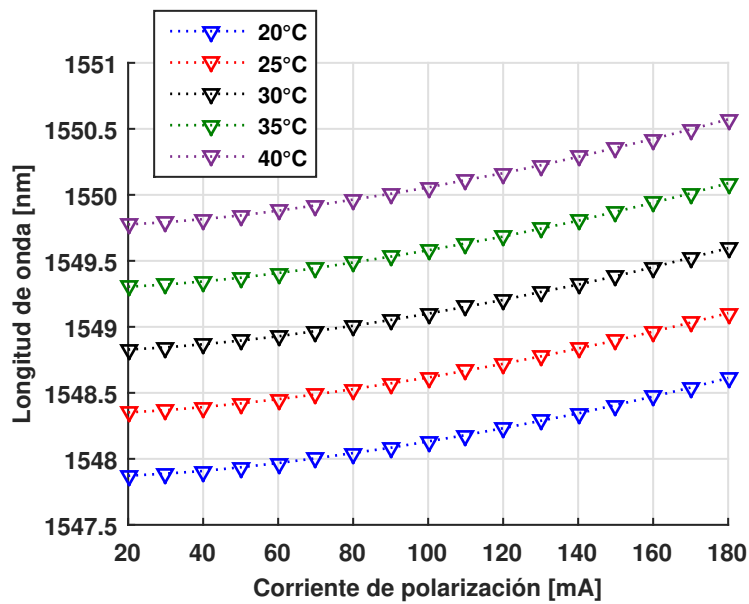


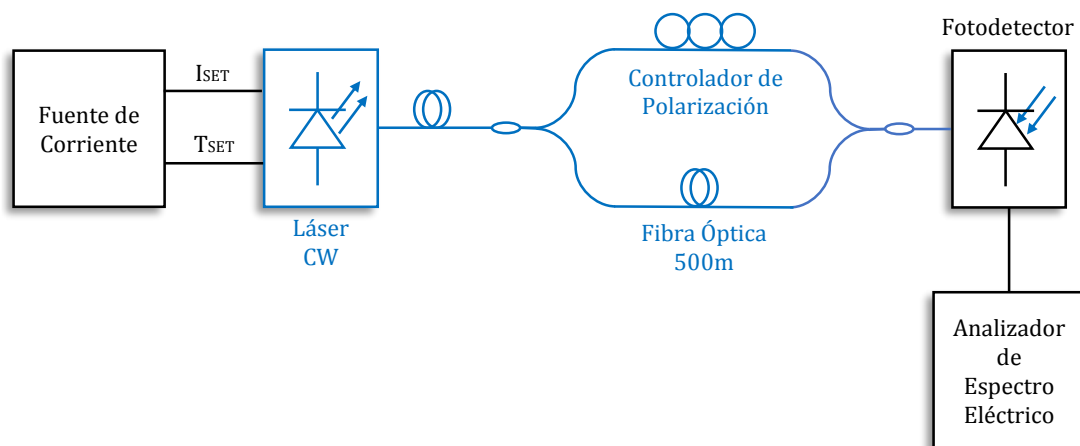
Figura 4-5.: Resultado obtenido para la curva de corriente de polarización del láser de semiconductor vs. longitud de onda central de emisión.

un esquema de caracterización interferométrico conocido como homodino.

Éste consta de un divisor de potencia que divide en dos caminos la señal del láser semiconductor. En uno de ellos se ubica una línea de retardo que supere la longitud de coherencia del láser, mientras en el otro se utiliza un controlador de polarización que permita maximizar la interferencia entre los campos resultantes. Estos dos brazos son recombinados y fotodetectados, donde un analizador de espectro permite visualizar el resultado de la medición en el dominio eléctrico [48]. El montaje experimental usado se presenta en la Figura 4-6. Además de los equipos ya especificados anteriormente, se utilizaron los caracterizados a continuación:

- **Fotodetector:**
  - Referencia: Newport 1414
  - Ancho de banda: 25 GHz
  - Rango de potencia de entrada: -30 dBm a 2 dBm
- **Analizador de espectro eléctrico:**
  - Referencia: RIGOL DSA832-TG
  - Ancho de banda: 9 kHz - 3.2 GHz

El espectro resultante en el fotodetector es la autocorrelación del espectro del láser y una copia retrasada del mismo, por lo que el ancho de línea encontrado en el analizador de espectro eléctrico sería el doble del ancho de línea original del láser. Sin embargo, ya que el espectro de emisión del láser tiene forma lorentziana, es posible medir en los puntos donde la potencia del láser haya decaído 20 dB ( $\Delta\nu_{20dB}$ ) y calcular el valor del ancho de línea ( $\Delta\nu$ ) por medio de la siguiente Ecuación [48]:



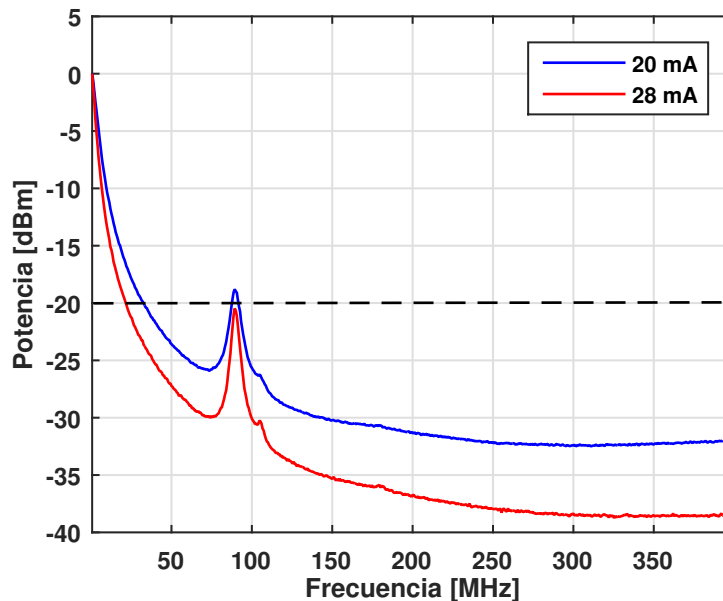
**Figura 4-6.:** Diagrama de bloques del montaje experimental usado para caracterizar el ancho de línea del láser semiconductor.



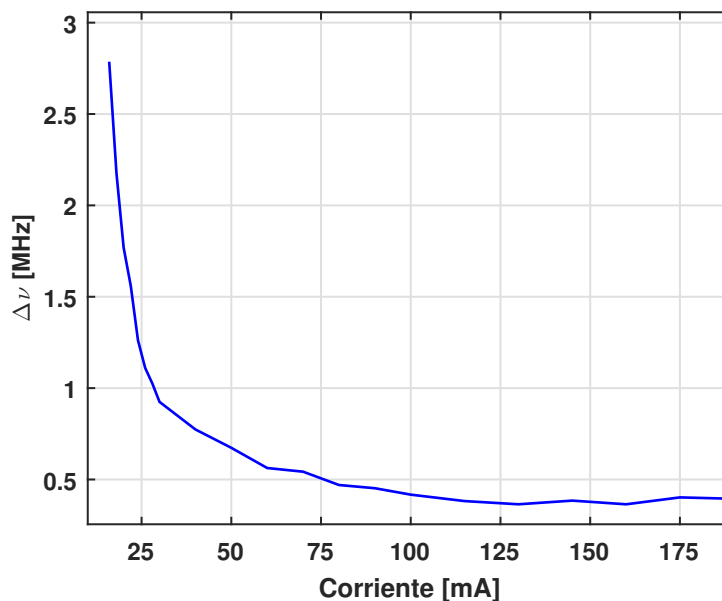
$$\Delta\nu = \frac{\Delta\nu_{20dB}}{2 * \sqrt{99}} \quad (4-1)$$

Los resultados recuperados con el analizador de espectro eléctrico se muestran en la Figura 4-7. Las potencia se encuentra normalizada respecto a su valor máximo, de tal manera que el ancho en 20 dB correspondería a la frecuencia en la que cruza los -20 dBm. Se alimentó el láser con dos corrientes diferentes para identificar variaciones en dicho valor respecto a la polarización. Para 20 mA (trazo azul) se encontró un ancho de 20 dB de 32.67 MHz, que correspondería a un ancho de línea de 1.64 MHz aproximadamente; mientras que para 28 mA (trazo rojo) se encontraron valores de 21.33 MHz y 1.07 MHz respectivamente.

Debido a que se apreció una variación en el ancho de línea del láser con la corriente de polarización, se procedió a realizar un barrido de dicho valor para registrar en cada caso su ancho a 20 dB, permitiendo así calcular su ancho de línea. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4-8. Éste parámetro varía entre 2.78 MHz para corrientes bajas y llegando a estabilizarse alrededor de 0.36 MHz aproximadamente para corrientes de polarización altas.



**Figura 4-7.:** Espectro recuperado en el analizador de espectro eléctrico para dos corrientes diferentes. El trazo azul corresponde al láser alimentado con 20 mA, mientras el trazo rojo corresponde a una polarización de 28 mA.



**Figura 4-8.:** Resultados de caracterización del ancho de línea del láser DFB utilizado al alimentarlo con corrientes entre 10 mA y 190 mA.

## 4.2. Modulador Mach-Zehnder.

### 4.2.1. Función de transferencia.

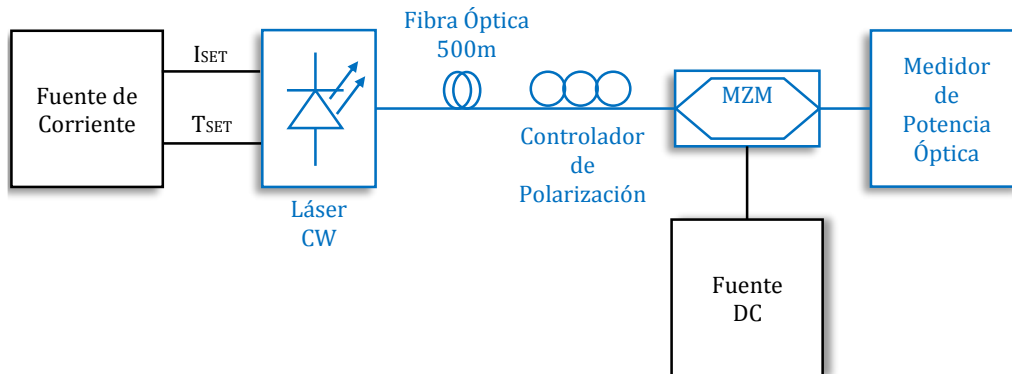
Debido a su construcción, el modulador Mach-Zehnder presenta diferentes potencias en su salida al aplicar cambios en su tensión de polarización DC. Haciendo uso de una fuente de tensión variable junto a un medidor de potencia óptica es posible reconstruir la denominada función de transferencia del modulador. Es de interés contar con esta curva puesto que los diferentes puntos de polarización, en conjunto con las potencias eléctricas de modulación, brindan características a su señal de salida. El montaje experimental utilizado para obtener la función de transferencia se muestra a continuación en la Figura 4-9.

El modulador a caracterizar contaba con las siguientes características:

**Referencia:** Photline MX-LN 20

- Ancho de banda de modulación: 20 GHz
- Potencia máxima de entrada: 20 dBm
- Pérdidas por inserción: 4 dB típicas.

Los resultados experimentales se muestran en la Figura 4.2.1. En cada uno de los casos, se ajustó el control de polarización de tal manera que la potencia a la salida del modulador fuese máxima y acto seguido, se procedió a variar el valor de la fuente de polarización

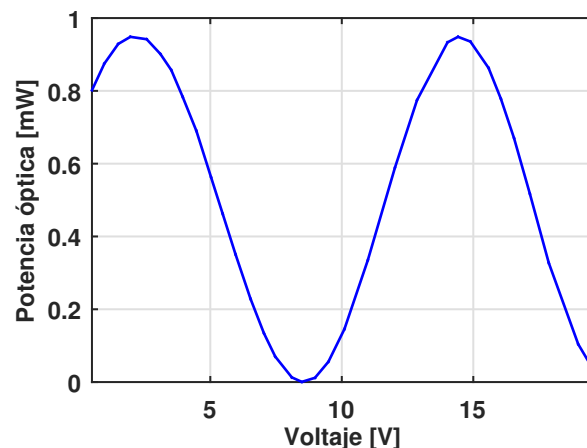


**Figura 4-9.:** Diagrama de bloques del montaje utilizado para la caracterización de la función de transferencia de un modulador Mach-Zehnder.

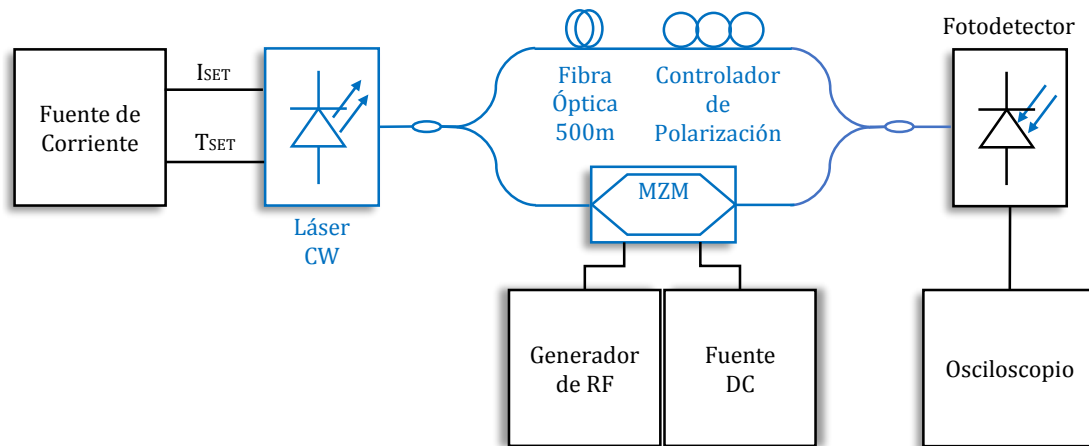
para finalmente consignar el valor de potencia óptica media. El modulador Photline (Figura 4.2.1) presenta una función de transferencia senoidal cuyo valor de polarización en cuadratura estaría alrededor de 5.2 V.

#### 4.2.2. Efecto de la potencia de modulación.

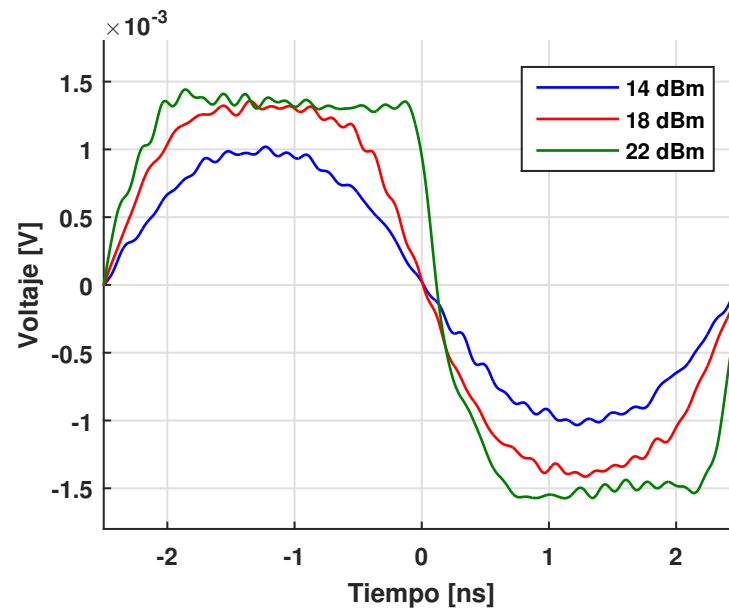
El campo eléctrico de salida del modulador será el que alimente la red de difracción de Bragg, de tal manera que se necesitaba conocer el comportamiento del campo eléctrico producto de la modulación. Ya que la resolución del analizador de espectro óptico no permite observar los armónicos producto de la modulación, se implementó un montaje de caracterización homodino que permitiera recuperar una copia en radiofrecuencia del espectro óptico [48]. De manera muy similar al montaje de la Figura 4-6, se utiliza un brazo con una línea de retardo larga y un controlador de polarización que permita maximizar la interferencia de los



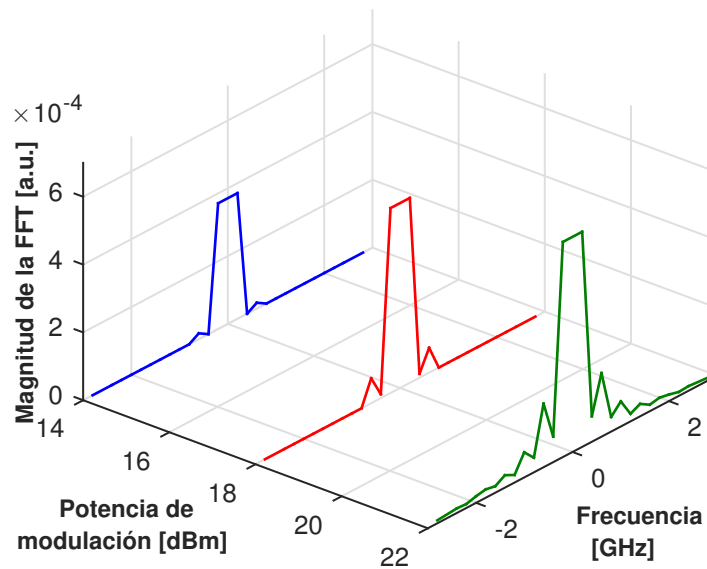
**Figura 4-10.:** Función de transferencia para el modulador Mach-Zehnder Photline.



**Figura 4-11.:** Diagrama de bloques del montaje experimental utilizado para caracterizar en el dominio del tiempo el campo de salida del modulador Mach-Zehnder.



**Figura 4-12.:** Resultados obtenidos en el osciloscopio digital de la señal del campo eléctrico del modulador para distintas potencias de modulación.



**Figura 4-13.:** Transformada rápida de Fourier de las señales obtenidas con el osciloscopio y mostradas en la Figura 4-12.

campos mezclados, mientras en el otro se ubica el dispositivo a caracterizar. Finalmente, el campo es fotodetectado y su señal de corriente se visualiza en un osciloscopio digital de alto ancho de banda.

Para una primera caracterización, se polarizó el modulador en el punto de cuadratura y se procedió a verificar el efecto del aumento en la potencia de modulación en su salida. Ésta variación se realizó por medio de un generador de radiofrecuencia y sus resultados fueron almacenados en el osciloscopio para su posterior tratamiento. Los resultados experimentales obtenidos con éste equipo se muestran a continuación en la Figura 4-12. Allí puede observarse que al aumentar la potencia de modulación la señal de salida se aleja de la señal seno pura usada para modular.

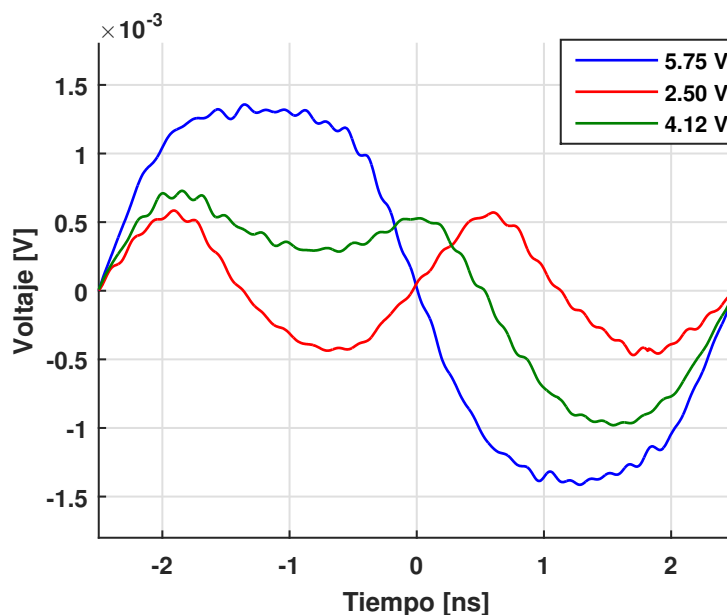
Para comprobar lo anterior, se adquirió una trama de datos del osciloscopio que permitiese tener una resolución frecuencial alta en la transformada de Fourier. Se operaron los vectores añadidos calculando su transformada rápida de Fourier y se realizó posteriormente un proceso de obtención de pico en cada caso. Los resultados se consignan en la Figura 4-13, en el caso de potencias menores de modulación (trazo azul), la señal de salida cuenta con los componentes armónicos de la frecuencia fundamental de modulación, sin embargo, al aumentar el valor de la potencia de entrada, es claro en los trazos rojo y verde que los armónicos de mayor orden aparecen con mayor potencia en cada aumento.

### 4.2.3. Efecto de la polarización DC del modulador.

Como se explicó anteriormente, tanto la potencia de modulación como el voltaje de polarización determinan las propiedades de la señal de salida del modulador. Una vez verificado el comportamiento al variar la potencia de entrada al modulador, se procedió a evaluar el efecto de la polarización DC. Usando nuevamente el montaje de la Figura 4-14, se procedió a fijar el valor de la potencia de modulación en 18 dBm y a variar el voltaje de polarización en valores entre el máximo de la función de transferencia y su punto de cuadratura.

Los resultados obtenidos se ilustran en la Figura 4-15. En este caso, el cambio en el punto de operación representó nuevamente un cambio en la forma de onda usada para modular. El trazo rojo, que corresponde a un voltaje de polarización de 2.50 V, generó incluso un efecto de duplicación de la frecuencia de la señal, ya que al ponerse en el máximo de la función de transferencia (Figura 4.2.1) se realiza una modulación con supresión de portadora.

Para comprobar lo anterior, se procedió nuevamente a obtener una trama de datos extensa con el osciloscopio, se calculó la transformada rápida de Fourier y se hallaron sus picos. Los resultados de éste proceso se presentan en la Figura 4-15. El trazo rojo por ejemplo, muestra que efectivamente en éste caso se suprime la portadora generando que la señal de salida duplique la frecuencia de la señal usada para modular.



**Figura 4-14.:** Resultado obtenido con el osciloscopio digital de la variación de la señal de salida del modulador al ajustar el voltaje de polarización del mismo.

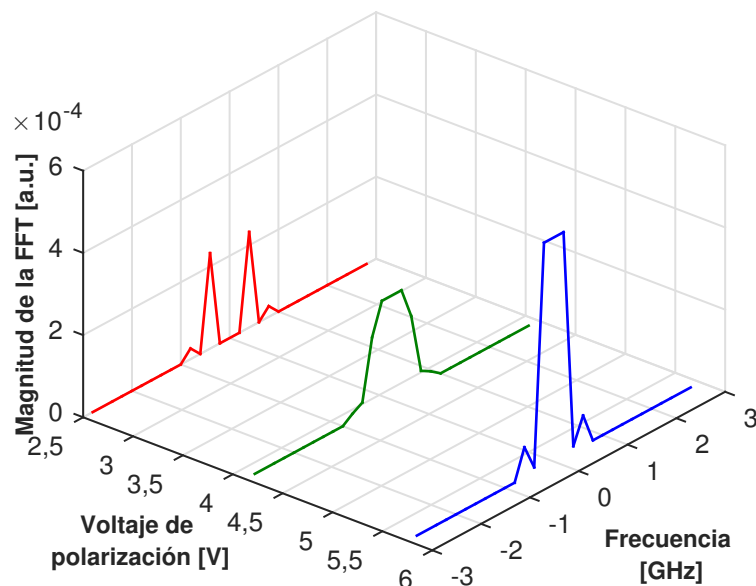


Figura 4-15.: Transformada rápida de Fourier de las señales obtenidas con el osciloscopio y mostradas en la Figura 4-14.

## 4.3. Red de difracción de Bragg

### 4.3.1. Espectro en reflexión de la red de difracción de Bragg

La red de difracción de Bragg se comporta en reflexión como un filtro de longitud de onda, razón por la cuál es necesario caracterizar su espectro para determinar sus características como su longitud de onda central,  $\lambda_B$  y su ancho a mitad de altura  $\Delta\nu_B$ . Para encontrar dichos valores se dispuso el montaje experimental de la Figura 4-16, con un interrogador de sensores FBG comercial con las siguientes características:

- Interrogador de sensores:
  - Referencia: Micron Optics sm125.
  - Banda de operación: 1520 nm -1570 nm.

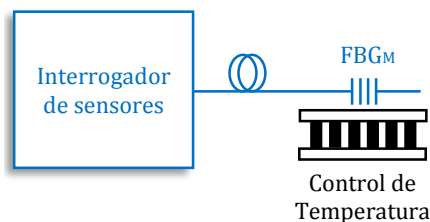
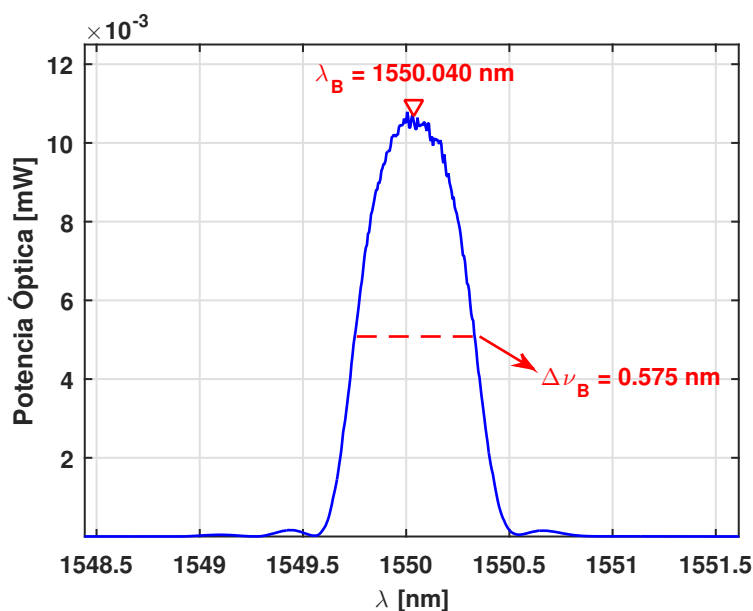


Figura 4-16.: Diagrama de bloques del montaje experimental para la caracterización de la red de difracción de Bragg.

- Precisión: 0.5 nm.

Los datos obtenidos con la interfaz del interrogador se muestran en la Figura 4-17. En ella puede apreciarse que la FBG cuenta con un apodizado o suavizado de tipo gaussiano, además, su longitud de onda central,  $\lambda_B$ , medida a temperatura ambiente es 1550.040 nm y su ancho a mitad de altura,  $\Delta\nu$ , 0.575 nm aproximadamente. Los resultados anteriores cumplen con las especificaciones dadas por el fabricante, que garantizaba valores de  $1550 \pm 0.5$  nm y  $0.6 \pm 0.1$  nm respectivamente.



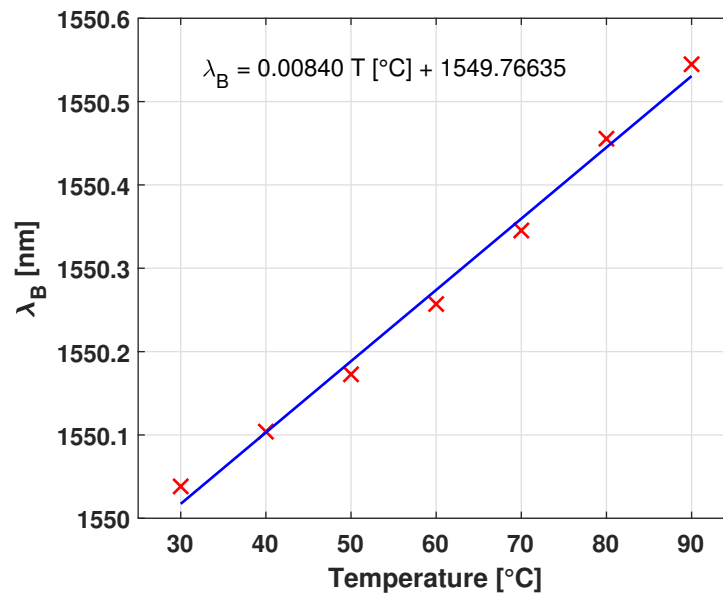
**Figura 4-17.:** Espectro en reflexión de la red de difracción de Bragg, obtenido con el interrogador Micron Optics sm125.

### 4.3.2. Caracterización en temperatura

Como se explicó en el Capítulo 2, la red de difracción ve modificada su longitud de onda central al ser sometida a una variable externa como temperatura o elongación. Para conocer el rango de variación de dicho valor se procedió a utilizar el montaje experimental de la Figura 4-16, con el interrogador comercial y una placa con control de temperatura, que varió este valor en el rango de 30 °C a 90 °C. En cada uno de los pasos, al lograr un estado estable en temperatura se procedió a adquirir una serie de datos que permitiera calcular un valor medio de longitud de onda para cada temperatura.

Los resultados se muestran en la Figura 4-18. En ella, los marcadores rojos representan el valor medio de la serie de tiempo obtenida para cada temperatura y el trazo azul corresponde a una línea de tendencia lineal de los datos. Por otro lado, la ecuación de dicha línea de tendencia permite estimar un valor para la responsividad en temperatura de éste sensor,





**Figura 4-18.:** Caracterización de temperatura vs. longitud de onda de la red de difracción de Bragg utilizada.

aproximadamente  $8.40 \frac{\text{pm}}{^{\circ}\text{C}}$ . Las diferencias respecto al valor teórico esperado de  $13.7 \frac{\text{pm}}{^{\circ}\text{C}}$  (Capítulo 2), pueden atribuirse al material de la fibra, ya que en este caso, la FBG fue fabricada en fibra con bajas pérdidas por curvatura.

# 5. Simulación e implementación del Sistema de Interrogación Diferencial de redes de difracción de Bragg

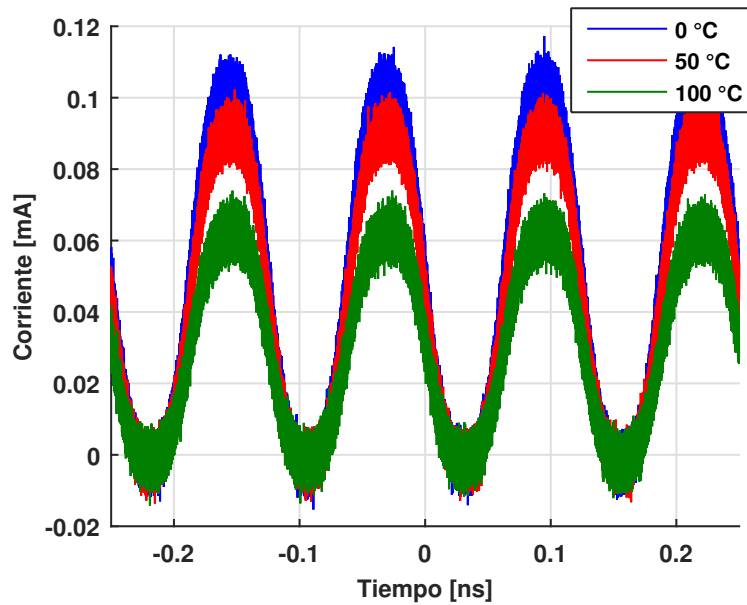
## 5.1. Resultados de simulación

Haciendo uso de los bloques del láser de onda continua, modulador Mach-Zehnder y fotodetector, conectados en la configuración mostrada en la Figura 2-6, fue posible obtener una aproximación a los resultados experimentales del sistema de interrogación. La red de difracción de Bragg se modeló como un filtro pasabanda gaussiano que refleja una porción de la señal óptica incidente, determinada por la reflectividad del dispositivo [52]. El circulador aún no se encuentra modelado, por lo que por el momento no se incluye su efecto sobre el montaje. A continuación se presentarán los resultados de diferentes arreglos de simulaciones que pretendían determinar una configuración de las variables:  $V_{RF}$ ,  $V_{DC}$  y  $f_m$  que favoreciera la resolución del sistema de interrogación.

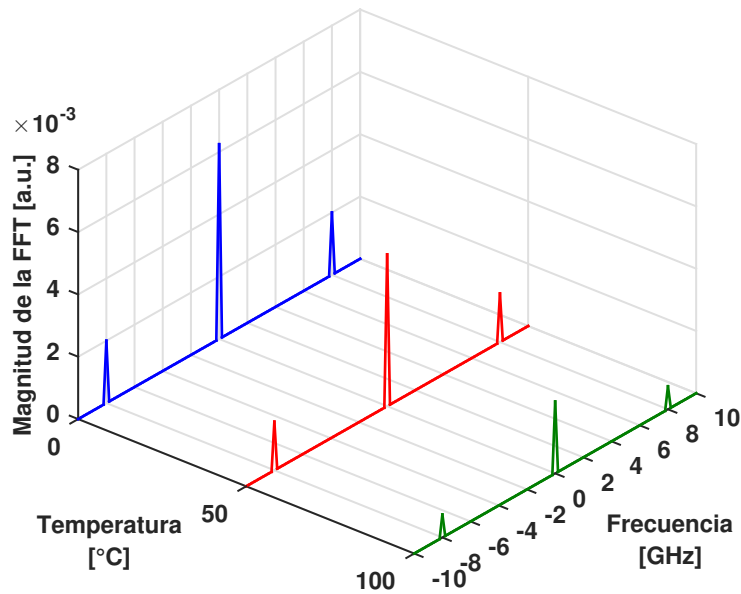
### 5.1.1. Señal de salida del simulador

El código implementado en *Python* para el simulador se encuentra en el Anexo A. La primera simulación realizada pretendía verificar el comportamiento de la señal de salida del sistema de interrogación. Para ello, se configuraron los parámetros de los bloques de láser de semiconductor, modulador y fotodetector con los datos obtenidos de las caracterizaciones presentadas en el Capítulo 4, tal y como se muestra en la siguiente tabla:

Láser		Modulador		Fotodetector	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$T_s$ [ s ]	$2 \times 10^{-15}$	$V_{\pi DC}$ [V]	10	$\mathfrak{R}$ [A W <sup>-1</sup> ]	0.8
$\Delta t$ [ s ]	$25.0 \times 10^{-9}$	$V_{\pi RF}$ [V]	10	$\Delta f$ [Hz]	$25.0 \times 10^9$
$f_c$ [ Hz ]	$192.5 \times 10^{12}$	$V_{DC}$ [V]	5.0	$R$ [ $\Omega$ ]	50
$P$ [ mW ]	1.0	$V_{RF}$ [V]	1.0	$I_d$ [A]	$10.0 \times 10^{-9}$
$\Delta \nu$ [ Hz ]	$1 \times 10^6$	$f_m$ [Hz]	$8.0 \times 10^9$	$T$ [K]	20.0



**Figura 5-1.:** Señal de salida del simulador del sistema de interrogación diferencial en el dominio del tiempo para varias temperaturas medidas por el sensor FBG.



**Figura 5-2.:** Señal de salida del simulador del sistema de interrogación diferencial en el dominio de la frecuencia para varias temperaturas medidas por el sensor FBG.

La red de difracción de Bragg fue configurada de tal manera que a 0 °C su longitud de onda central coincidiera con la longitud de onda de emisión del láser. Al someterla a una temperatura diferente, su longitud de onda central cambiaría siguiendo la recta característica descrita en la Figura 4-18, es decir, aumentaría a razón de  $8.40 \frac{\text{pm}}{^\circ\text{C}}$ . Los resultados obtenidos

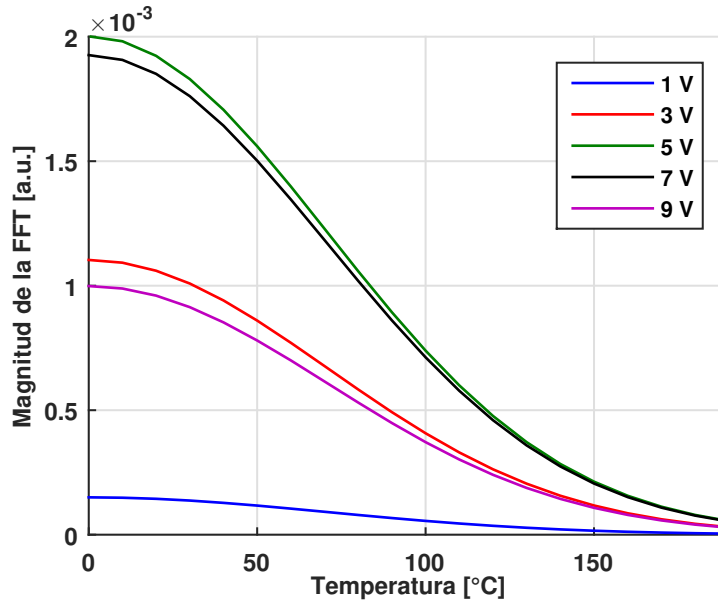
en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, para tres temperaturas diferentes: 0, 50 y 100 °C se presentan a continuación en las Figuras 5-1 y 5-2 respectivamente.

Dado que los resultados de la interrogación del sensor FBG se ven reflejados en la magnitud del parámetro S21, las simulaciones llevadas a cabo en las siguientes secciones tienen como objetivo encontrar bajo qué circunstancias las variaciones en dicha magnitud son mayores, ya que ésto significaría una mayor resolución para el sistema de medida. En cada arreglo de simulaciones, se calculaban los resultados en el dominio del tiempo para la señal de salida, seguidamente, se procesaban los datos para encontrar la transformada de Fourier y la amplitud del armónico en la frecuencia de modulación.

### 5.1.2. Simulación 1: Variación en la amplitud de la señal moduladora

$$V_{RF}.$$

Este primer conjunto de simulaciones tenía como objetivo determinar el impacto de la amplitud de la señal moduladora en la salida del sistema de interrogación. En la Figura 5-3 se muestran los resultados obtenidos de la magnitud del armónico en la frecuencia de modulación  $f_m$  para diferentes temperaturas de medición y para diferentes amplitudes en la señal moduladora.



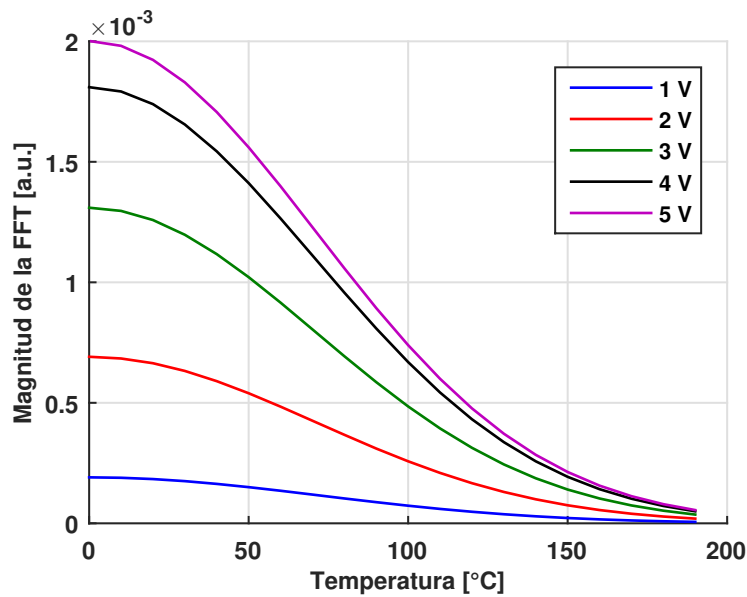
**Figura 5-3.:** Resultados obtenidos al variar la amplitud de la señal moduladora  $V_{RF}$  en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG.

En principio, al aumentar la amplitud moduladora se aprecia que la magnitud de la FFT en

la frecuencia de modulación aumenta igualmente. Sin embargo, una vez se supera la mitad del valor de  $V_{\pi RF}$  la magnitud de la salida decrece. Ésto es debido a que la función de transferencia del modulador Mach-Zehnder no es lineal. De los resultados de la Figura 5-3 puede concluirse que la mejor configuración para la amplitud de la señal moduladora es darle el valor de  $0.5V_{\pi RF}$ .

### 5.1.3. Simulación 2: Variación en la polarización del modulador $V_{DC}$ .

El segundo conjunto de simulaciones tenía como objetivo determinar el impacto de la polarización del modulador Mach-Zehnder en la salida del sistema de interrogación. En la Figura 5-3 se muestran los resultados obtenidos de la magnitud del armónico en la frecuencia de modulación  $f_m$  para diferentes temperaturas de medición y para diferentes polarizaciones.

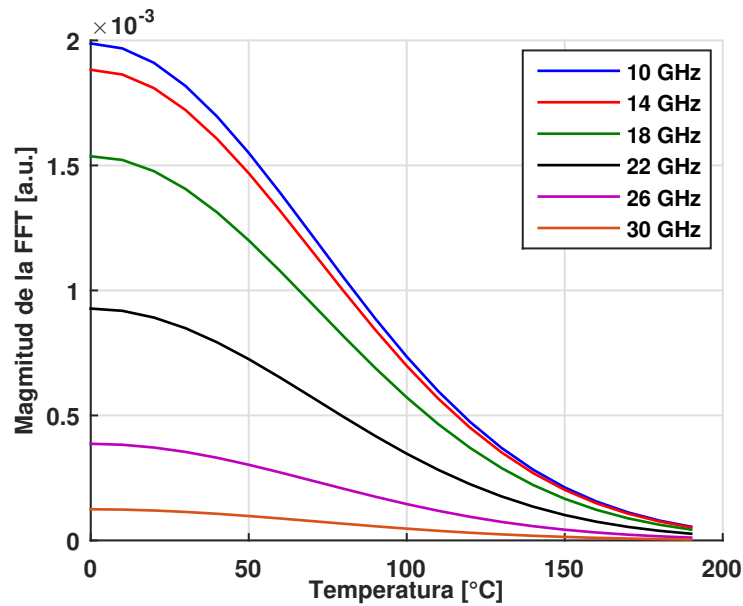


**Figura 5-4.:** Resultados obtenidos al variar la polarización del modulador Mach-Zehnder  $V_{DC}$  en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG.

En la Figura 5-4 se aprecia que la magnitud de la FFT en la frecuencia de modulación aumenta conforme la polarización se acerca al punto de cuadratura ( $0.5V_{\pi RF}$ ). Una vez más, al aumentar la polarización más allá de dicho valor, la magnitud decrecerá dado que la función de transferencia no es lineal y es simétrica alrededor de ese valor. De los resultados puede concluirse que la mejor configuración para la polarización no es otra que el punto de cuadratura,  $0.5V_{\pi RF}$ .

### 5.1.4. Simulación 3: Variación en la frecuencia de modulación $f_m$ .

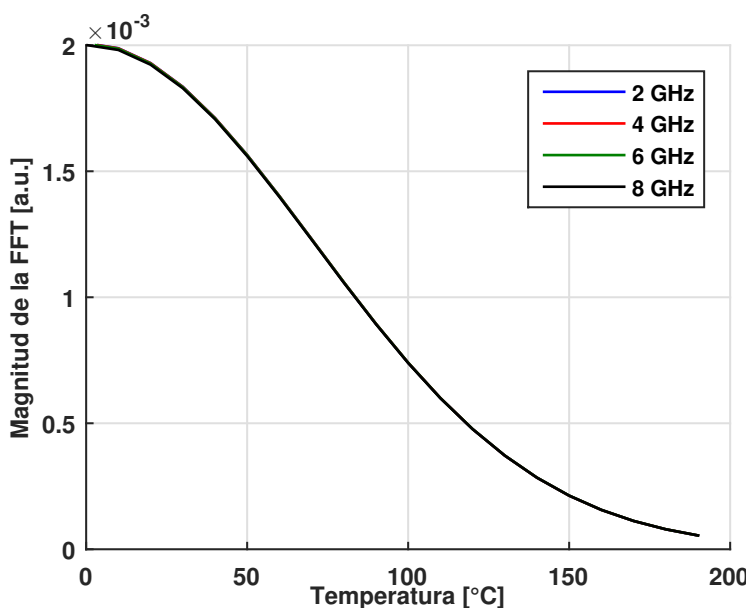
El tercer conjunto de simulaciones tenía como objetivo determinar el impacto de la frecuencia de modulación en la salida del sistema de interrogación. En la Figura 5-5 se muestran los resultados obtenidos de la magnitud del armónico en la frecuencia de modulación  $f_m$  para diferentes temperaturas de medición y para diferentes frecuencias de modulación en un rango entre 10 y 30 GHz.



**Figura 5-5.:** Resultados obtenidos al variar la frecuencia de la señal moduladora  $f_m$  en la magnitud del armónico en la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG.

En la Figura 5-5 se aprecia que la magnitud de la FFT en la frecuencia de modulación disminuye al aumentar la frecuencia. Esto se debe a que al aumentar dicho valor, los modos generados a lado y lado de la frecuencia central del láser se distanciarán de la longitud de onda de Bragg, disminuyendo su amplitud en reflexión, y por lo tanto, disminuyendo la potencia eléctrica en la frecuencia de modulación.

Se realizó una simulación adicional cuyos resultados se consignan en la Figura 5-6, donde se varió el valor de la frecuencia de modulación en el rango de frecuencias del analizador de redes que se podría utilizar en el montaje. Allí se aprecia que para el rango de frecuencias donde opera, hasta los 8 GHz, no existen diferencias apreciables en la magnitud de la señal a la salida.



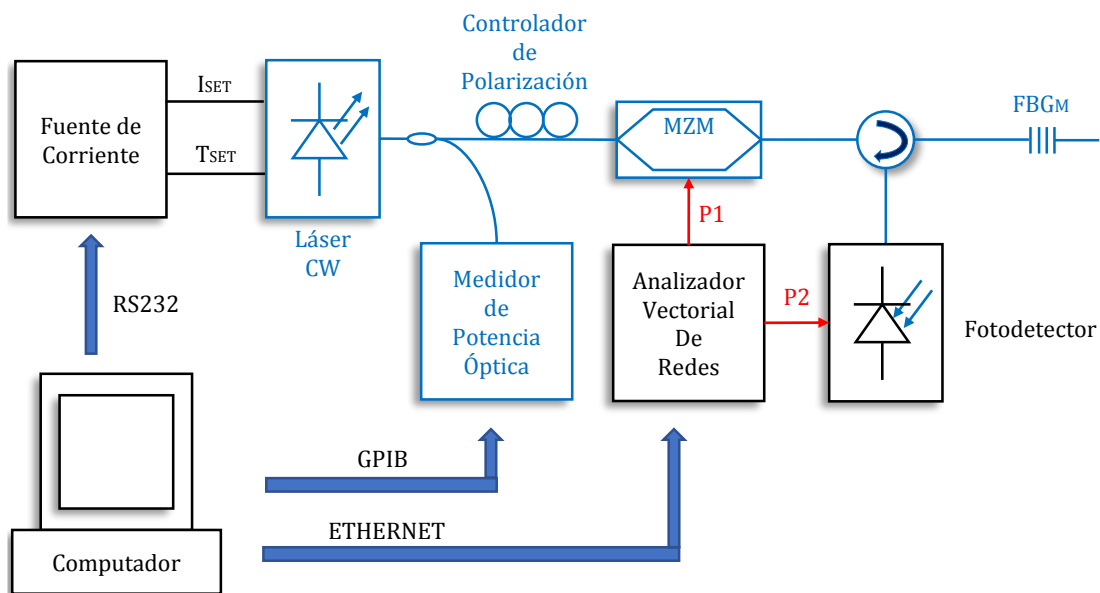
**Figura 5-6.:** Resultados obtenidos al variar la frecuencia de la señal moduladora  $f_m$  (en el rango de frecuencias del VNA) en la magnitud del armónico correspondiente a la frecuencia de modulación, al variar la temperatura a la que se somete el sensor FBG.

## 5.2. Resultados de implementación

Una vez comprobado el funcionamiento del sistema de interrogación por medio de las simulaciones presentadas anteriormente, se procedió a la implementación experimental del diagrama de bloques de la Figura 2-6. Haciendo uso de los equipos y componentes descritos en el Capítulo 4 se construyó el sistema de interrogación diferencial como se muestra en la Figura 5-7. Todos los equipos se encuentran comunicados con un computador que realiza la labor de sincronía de los equipos para las medidas. El montaje en Laboratorio se muestra en la Figura 5-8.

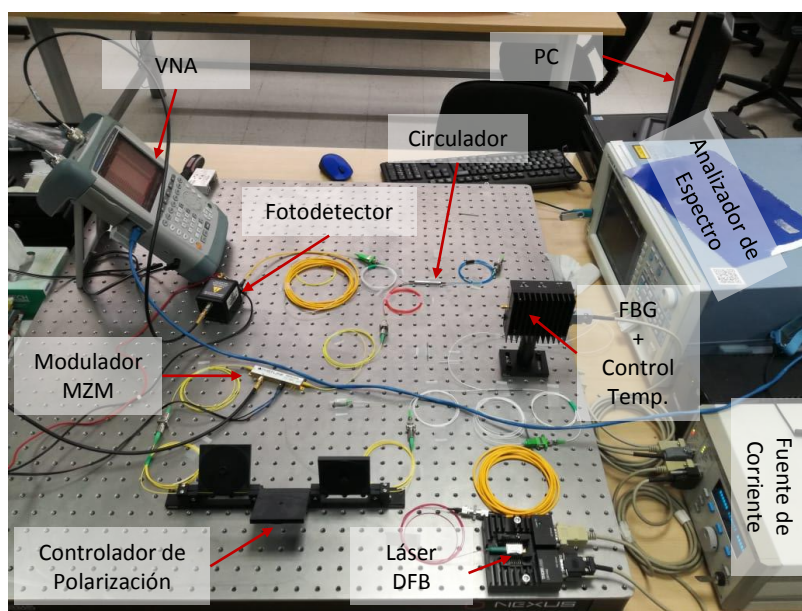
Ya que al momento no se cuenta con un recinto con control de temperatura para someter el FBG a variaciones en temperatura estable en un rango amplio, se decidió barrer la corriente del láser de semiconductor para la caracterización del sistema de interrogación. Los resultados son homólogos a los que se obtendrían barriendo la red de Bragg, ya que fundamentalmente, la longitud de onda del láser estaría siendo filtrada conforme se aleje de la longitud de onda de Bragg del sensor.

Adicionalmente, dado que al variar la longitud de onda del láser de onda continua se varía también la potencia de emisión del mismo, y que la potencia eléctrica fotodetectada depende también de la potencia óptica en la entrada del fotodetector, se hizo necesario incluir una



**Figura 5-7.:** Diagrama de bloques completo del esquema de interrogación diferencial experimental.

normalización de los datos obtenidos con el analizador vectorial de redes respecto a la potencia de entrada. Para ello, se incluyó un divisor de potencia óptica a la salida del láser que permitiera obtener potencia y longitud de onda de la señal emitida para realizar las correcciones en las lecturas.

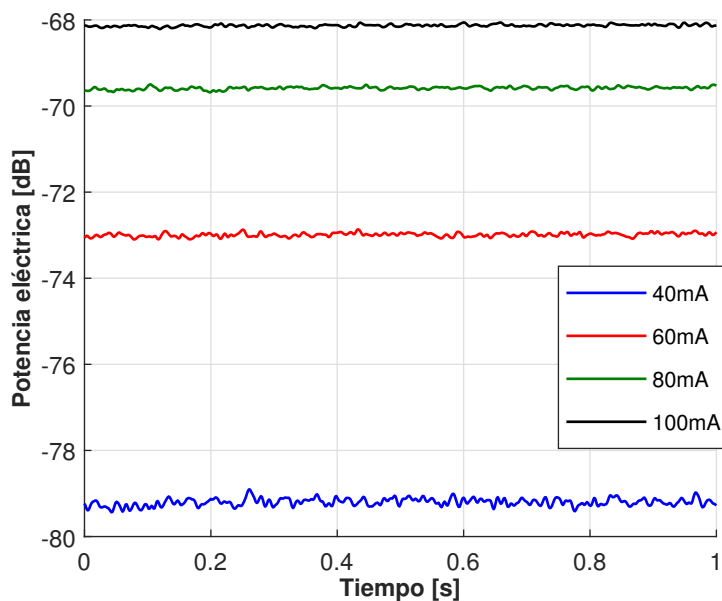


**Figura 5-8.:** Montaje experimental en el laboratorio.



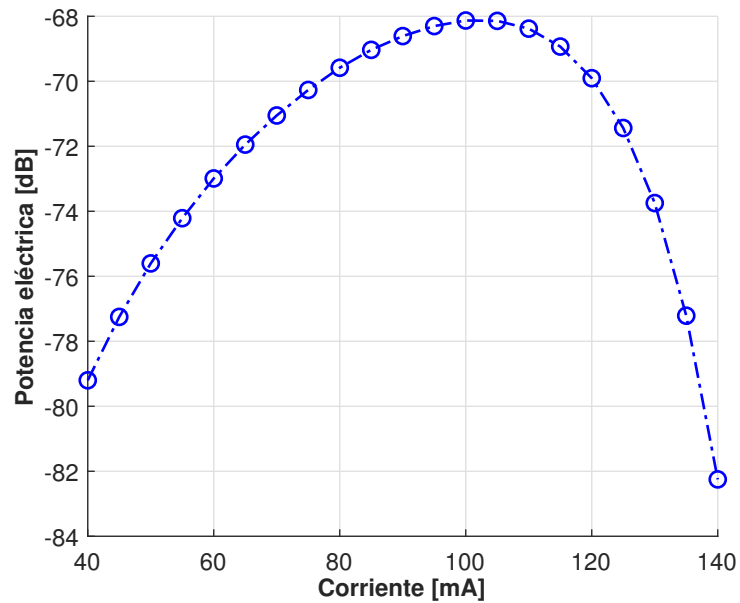
Se implementó un código en *Python* con la librería *pyvisa*, que se encargaba de ejecutar la rutina de medición (Anexo A). Primero se encendían los controles de temperatura del láser y la red de difracción; una vez éstos alcanzaran el estado estable, se procedía a fijar la corriente del láser DFB en el valor de inicio. De allí en adelante la corriente incrementaría en pasos constantes. En cada uno de ellos, el programa se encarga de realizar la adquisición de la potencia emitida por el láser, la longitud de onda central del mismo y la magnitud del parámetro S21 con el analizador vectorial de redes.

Para el análisis de los datos, se parte de los datos obtenidos del analizador vectorial de redes. Este fue programado para operar con span-cero y para adquirir datos durante 1 segundo. Ésta información era almacenada en un archivo para su posterior procesamiento. Las trazas obtenidas para diferentes corrientes de polarización se muestran en la Figura 5-9. En ella puede verse que la potencia eléctrica va aumentando con la corriente, sin embargo, no es posible discriminar si es por efecto de aumento en la potencia óptica del láser, o si por el contrario se debe a la acción de filtrado de la red de difracción de Bragg.



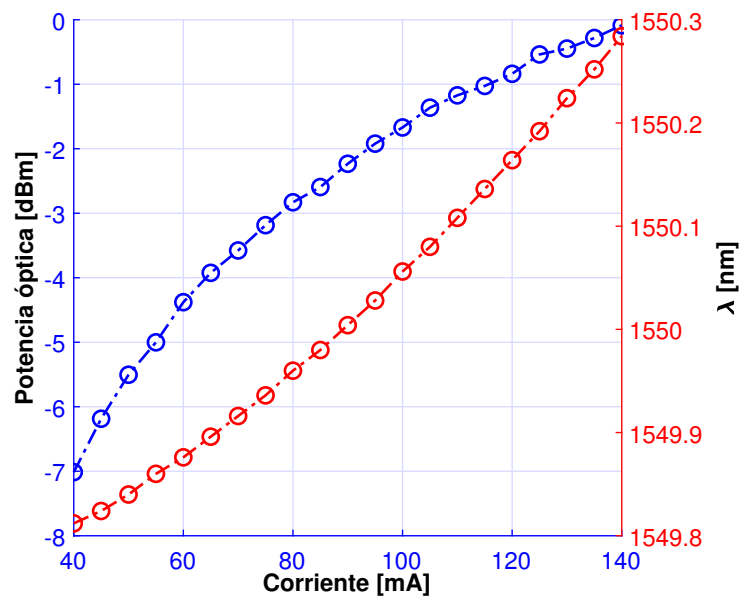
**Figura 5-9.:** Magnitud del parámetro S21 para diferentes corrientes de polarización del láser en el dominio del tiempo, obtenido mediante el analizador vectorial de redes.

Para cada corriente de polarización es posible obtener un valor promedio para la magnitud del parámetro de transmisión, ya que la temperatura del sensor FBG se encuentra estabilizada alrededor de 20 °C y no se espera que ésta varíe en el rango de medición de 1 segundo. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 5-10. Allí puede apreciarse el efecto de filtrado de la red de difracción de Bragg, pues para corrientes elevadas, a pesar de que la potencia óptica aumenta, la potencia eléctrica fotodetectada es menor. Sin embargo, sigue



**Figura 5-10.:** Magnitud promedio del parámetro S21 para diferentes corrientes de polarización del láser.

siendo necesario realizar un ajuste de los datos para determinar en qué casos las variaciones en potencia corresponden al sensor FBG ó al aumento en la potencia de emisión del láser.



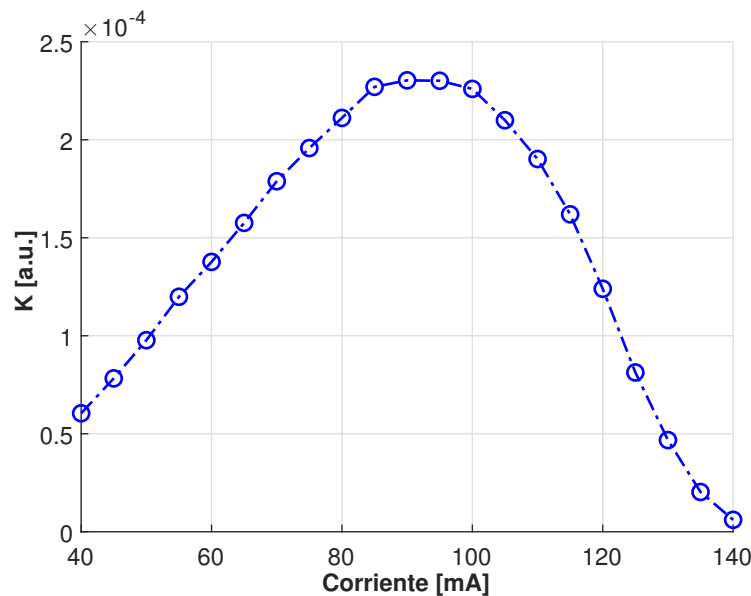
**Figura 5-11.:** Resultados de la potencia óptica media y longitud de onda del láser de semiconductor para diferentes corrientes de polarización.

Para ésto, como se explicó anteriormente, se añadió al montaje una rama de monitoreo por medio de un divisor de potencia óptica, que se encargaría de entregar una porción de la señal para extraer la información de potencia y longitud de onda central del láser. La Figura 5-11 muestra un resumen de los resultados obtenidos para el barrido de corriente de polarización, tanto para la potencia óptica emitida (traza azul), como para la longitud de onda central de emisión del láser (traza roja).

Para realizar la normalización, se asumen que el láser se encuentra emitiendo una potencia  $P_o(I_{DC})$  que depende de la corriente de polarización. Por un lado, a la rama de monitoreo llegará una fracción de la misma, que depende del factor de atenuación de cada una de las ramas:  $T_s P_o(I_{DC})$ . Por otro lado, al fotodetector llegará una fracción de la potencia óptica, que es proporcional a la potencia óptica del láser de igual manera:  $T_t P_o(I_{DC})$ , donde  $T_2$  contiene la información de las atenuaciones y coeficientes de transmisión en todos los componentes del sistema de interrogación antes del fotodetector (Modulador - Circulador - FBG). La potencia eléctrica fotodetectada es a su vez proporcional a la potencia óptica de entrada:  $T_e T_t P_o(I_{DC})$ , donde  $T_e$  representa el coeficiente de transferencia entre la potencia óptica y eléctrica.

Se puede definir la función de transferencia  $K$  como:

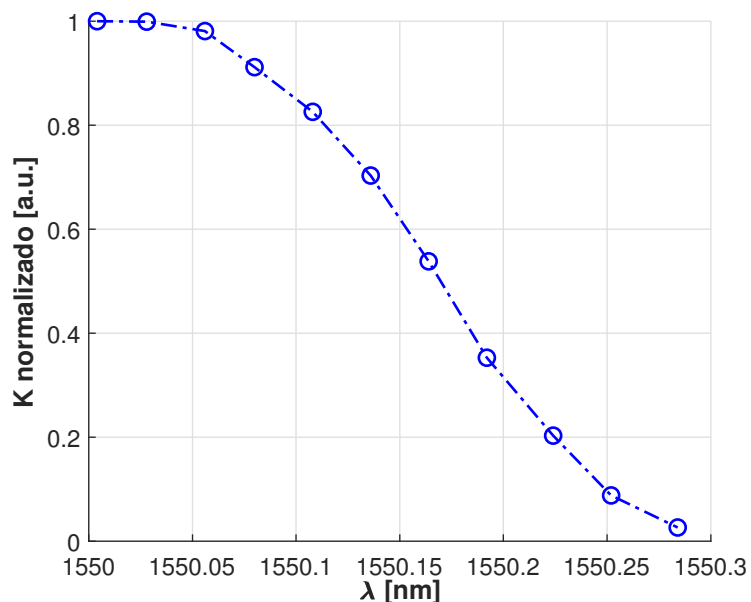
$$K = \frac{P_e}{P_o} = \frac{T_e T_t P_o(I_{DC})}{T_s P_o(I_{DC})} = \frac{T_e T_t}{T_s} \quad (5-1)$$



**Figura 5-12.:** Resultados experimentales de la función de transferencia del sistema de interrogación propuesto.

De esta relación, los resultados de potencia eléctrica serían los consignados en la Figura 5-10, mientras que los resultados de potencia óptica serían los de la Figura 5-11. Al realizar el cociente como se indica en la Ecuación (5-1), se elimina la dependencia de la potencia emitida por el láser. La Figura 5-12 contiene los resultados de la función de transferencia para cada punto de corriente.

Como los resultados de simulación se expresan en términos de variación en temperatura, que están directamente relacionados con la longitud de onda, los resultados de la Figura 5-12 se ajustaron para reemplazar la corriente de polarización, por la longitud de onda emitida en el mismo caso. Además, como el espectro del FBG es aproximadamente simétrico respecto a su centro, se presentarán, como en los resultados de simulación, únicamente la fracción derecha del espectro. Por último, para facilitar su visualización, se normalizó el valor de la función de transferencia respecto a su máximo. Estos resultados se presentan en la Figura 5-13.



**Figura 5-13.:** Resultados experimentales de la función de transferencia del sistema de interrogación propuesto en función de la longitud de onda de emisión.

# 6. Conclusiones y recomendaciones

## 6.1. Conclusiones

Se implementaron modelos de alto nivel de los dispositivos que componen el sistema de interrogación diferencial de redes de difracción de Bragg: láser de semiconductor, modulador Mach-Zehnder y fotodetector. El simulador fue implementado en *Python*, y permite realizar variaciones en los parámetros de cada modelo para generar cambios en las señales de salida de dichos componentes.

El simulador desarrollado es modular, pues cada uno de los componentes está implementado como una función independiente, permitiendo su utilización de manera universal en algunos montajes opto-electrónicos básicos. Se validaron sus resultados al contrastar los resultados de simulación con resultados experimentales obtenidos para montajes de caracterización de dispositivos.

Por medio de simulación, se exploró el efecto que tenía en el sistema de interrogación algunas variables como la polarización del modulador Mach-Zehnder utilizado, la potencia de la modulación, entre otras; permitiendo concluir que las características más favorables se presentaban al polarizar el modulador en cuadratura y con una amplitud de modulación correspondiente a la mitad de la  $V_{\pi RF}$ .

Se implementó un sistema de interrogación diferencial de sensores basados en redes de difracción de Bragg, para lo cuál fue necesario caracterizar todos los componentes del sistema para su correcta utilización. Fue necesario añadir una etapa de normalización de los resultados de potencia eléctrica debido a las variaciones en la potencia óptica emitida por el láser. Los resultados obtenidos demuestran que la técnica de normalización utilizada permite obtener resultados experimentales que replican el comportamiento de las simulaciones.

## 6.2. Recomendaciones

A continuación se expondrán algunas recomendaciones derivadas del desarrollo del trabajo de investigación. Como primera observación, el simulador desarrollado demuestra tener

potencial para diferentes escenarios como los que se mostraron en el presente documento. Existen muchos trabajos adicionales que pueden realizarse con él: desarrollo de una interfaz gráfica que permita escalar el código en ella; inclusión de parámetros de algunos componentes pasivos del sistema con pérdidas por inserción, entre otras; inclusión de efectos propios de la propagación en fibra óptica; inclusión de el efecto de la polarización por medio de la matriz de Jones.

Se plantea el estudio de esquemas más complejos de generación de peines de frecuencia opto-electrónicos, pues para el caso de un único modulador Mach-Zehnder se encontró que la existencia de un mayor número de armónicos alrededor de la portadora óptica, no representa mayor potencia eléctrica a la salida. Sin embargo, si se usaran peines de frecuencia ultra-planos con potencias altas en cada uno de sus modos, ya que todos los dientes del peine de frecuencia están equiespaciados, todos aportarían a la potencia del modo eléctrico generado en la frecuencia de modulación.

A partir de los resultados experimentales obtenidos y explicados en los capítulos anteriores, de cara a una implementación comercial del esquema de interrogación, es posible explorar la utilización de un sistema de generación y adquisición de señal en el dominio eléctrico diferente al analizador de espectro, pues su costo es elevado y representaría una desventaja para su producción.

Una alternativa de implementación para el sistema de generación y adquisición de señal eléctrico son los equipos de radio definido por software, USRP por sus siglas en inglés. Con ellos, es posible emular el comportamiento del VNA en span cero tanto para la generación de la señal como para la adquisición de la misma. Su costo es muy inferior al de un analizador de redes y su programación puede realizarse por medio de computador en una interfaz como *GNURadio*, así que podrían explotarse sus características para un prototipo de menor costo.

# A. Anexo: Código implementado en Python

## A.1. Código del simulador

```
1 import numpy as np
2 from scipy import signal
3 import matplotlib.pyplot as plt
4 import scipy.io as sio
5
6 """
7 Constantes para el simulador. """
8
9 # Permitividad del vacio [F/m]
10 e_0 = 8.8542e-12
11
12 # Velocidad de la luz [m/s]
13 c = 3.0e8
14
15 # Carga del electron [C]
16 e = 1.6022e-19
17
18 # Constante de Boltzmann [J/K]
19 k_b = 1.38064852e-23
20
21 # Temperatura de la simulacion [C]
22 T = 20.0
23
24 def mzm_time( t, f_c, l_fwhm, P, beam_r, n, V_pi_dc, V_pi_rf, V_bias,
25             V_rf, f_mod, t_s, t_w ):
26     """ Calcula el campo electrico a la salida de un MZM alimen-
27         tado por un laser con frecuencia central f_c, ancho de linea
28         l_fwhm y potencia optica P. Los voltages de media onda del
29         MZM: V_pi_dc y V_pi_rf se usan para calcular la funcion de trans-
30         ferencia de fase del modulador polarizado a una tension V_bias
31         y con una senal de RF de amplitud V_rf y frecuencia f_mod. El
32         vector de salida se calcula en una ventana de tiempo t_w con
33         un tiempo de muestreo de t_s """
34
```

```

35 # a_t -> Coeficiente temporal del pulso.
36 a_t = np.pi*lfwhm/(2.0*np.sqrt(np.log(2)))
37
38 # w_c -> Frecuencia angular central (portadora) [rads]
39 w_c = 2*np.pi*f_c
40
41 # I -> Intensidad optica [W/m^2]
42 I = P/(np.pi*np.power(beam_r,2)/2.0)
43
44 # A -> Amplitud del campo electrico [V/m]
45 A = np.sqrt(2.0*I/(c*e_0*n))
46
47 # Vector de campo electrico del pulso optico
48 E_i = A*np.multiply(np.exp(-np.power(a_t*t,2)),
49 np.exp(np.multiply(t,1j*w_c)))
50
51 # V_mod -> Senal para el modulador
52 V_mod = V_rf*np.sin(2.0*np.pi*f_mod*t)
53
54
55 # Phi -> Modulacion de fase del brazo polarizado del MZM
56 Phi = np.pi*(V_bias/Vpi_dc + V_mod/Vpi_rf)
57
58 # Vector de campo electrico de la salida del MZM
59 Eo_i = E_i*(0.5 + 0.5*(np.exp(1.0j*Phi)))
60
61 return Eo_i
62
63 def create_fbg(f, fbg_c, R, FWHM_fbg):
64     """ Calcula la respuesta en frecuencia de un FBG con apodizado
65     gaussiano con frecuencia central f_c, ancho a mitad de altura
66     FWHM_fbg y reflectividad R. Retorna un vector con la reflecti-
67     vidad del FBG en cada punto del vector de frecuencia de entra-
68     da f. Otras opciones pueden incluirse, como FBG uniforme (fun-
69     cion sinc) o incluso datos leidos de un FBG. """
70
71     # FBG Gaussian Apodized
72     fbg_f = R*np.exp(-4*np.log(2)*np.power((f-fbg_c)/FWHM_fbg,2))
73
74     return fbg_f
75
76 def interrogate_fbg(t, f_c, lfwhm, P, beam_r, n, Vpi_dc, Vpi_rf,
77 V_bias, V_rf, f_mod, t_s, t_w, f, fbg_c, R, FWHM_fbg, Resp,
78 phot_c, phot_dark, Res, phot_n):
79
80     # Salida Modulador Mach-Zender
81
82     print ("Calculating MZM Output")

```



```

83
84 mzm_out1 = mzm_time(t, f_c, l_fwhm, P/2.0, beam_r, n, V_pi_dc,
85     V_pi_rf, V_bias, V_rf, f_mod, t_s, t_w)
86
87 f_dual_comb = np.fft.fft(mzm_out1)
88
89 """ La reflexion del FBG se asume como el producto por un filtro
90 en frecuencia """
91
92 print ("Calculating FBG Reflection in Frequency Domain")
93
94 fbg_f = create_fbg(f, fbg_c, R, FWHM_fbg)
95
96 fbg_ref = np.multiply(f_dual_comb, fbg_f)
97
98 # Transformada inversa de Fourier para calcular el comportamiento
99 # en tiempo del campo.
100
101 print ("Calculating FBG Reflection in Time Domain")
102
103 fbg_ref_t = np.fft.ifft(fbg_ref)
104
105 I_ref = c*e_0*n*(np.power(np.abs(fbg_ref_t),2))/2.0
106
107 print ("Calculating Photodetector Response")
108
109 P_ref = I_ref*np.pi*(np.power(beam_r,2))/2.0
110
111 # La senal fotodetectada es proporcional a la intensidad del campo.
112 # Adicionalmente, se incluye el efecto de la frecuencia de corte
113 # como un filtro de orden phot_n y frecuencia de corte phot_c.
114
115 pd_det = Resp*P_ref
116
117 f_s = 1/t_s
118
119 b, a = signal.butter(phot_n, phot_c/(f_s/2) )
120
121 i_det = signal.filtfilt(b, a, pd_det)
122
123 print ("Calculating Noise Sources")
124
125 T_k = T + 273.15
126
127 sigma_shot = np.sqrt(2*e*pd_det*phot_c)
128
129 sigma_dark = np.sqrt(2*e*phot_dark*phot_c)
130

```

```
131 sigma_Jhonsonn = np.sqrt(4*k_b*T_k*phot_c/Res)
132
133 noise_dark = np.random.normal(0, sigma_dark,
134     pd_det.size)
135
136 noise_Jhonsonn = np.random.normal(0, sigma_Jhonsonn,
137     pd_det.size)
138
139 noise_shot = np.zeros_like(pd_det)
140
141 for i in np.arange(0,pd_det.size-1):
142     noise_shot.itemset(i, np.random.normal(0,
143         sigma_shot.item(i)))
144
145 i_out = i_det + noise_dark + noise_Jhonsonn + noise_shot
146
147 return i_out
148
149
150 if __name__ == "__main__":
151     """
152     Variables del simulador. """
153
154     # Paso de tiempo del simulador [s]
155     t_s = 2.0e-15
156
157     # Ventana de tiempo [s]
158     t_w = 5.0e-9
159
160     """
161     Variables del laser CW. """
162
163     # Frecuencia central del laser [Hz]
164     f_c = 192.5e12
165
166     # Ancho de banda del laser (FWHM) [Hz].
167     l_fwhm = 500e3
168
169     # Potencia optica del laser [W]
170     P = 1.0e-3
171
172     # Radio del haz de luz del laser [m]
173     beam_r = 9.0e-6
174
175     # Indice de refraccion de la fibra [a.u.]
176     n = 1.4682
177
178     """
```

```
179 Variables de los moduladores Mach-Zender. """
180
181 # Half-Wave bias voltage [V]
182 Vpi_dc = 10.0
183
184 # Half-Wave rf voltage [V]
185 Vpi_rf = 10.0
186
187 # Bias Voltage for the Mach-Zender modulator [V]
188 V_bias = 2.5
189
190 # RF Amplitude Voltage for the Mach-Zender Modulator [V]
191 V_rf = 5.0
192
193 # Frecuencia de modulacion [Hz]
194 f_mod = 8.0e9
195
196
197 """
198 Variables del sensor FBG. """
199
200 # Frecuencia central del sensor [Hz]
201 fbg_c = 192.5e12
202
203 # Ancho de banda del sensor (FWHM) [Hz]
204 FWHM_fbg = 0.5e12
205
206 # Reflectividad del sensor [a.u.]
207 R = 0.5
208
209 """
210 Variables del fotodetector. """
211
212 # Responsividad del fotodetector [A/W]
213 Resp = 0.8
214
215 # Ancho de banda del fotodetector [Hz]
216 phot_c = 25.0e9
217
218 # Corriente oscura del fotodetector [A]
219 phot_dark = 10.0e-9
220
221 # Resistencia de circuito del fotodetector [Ohm]
222 Res = 50.0
223
224 # Orden del filtro que emula el ancho de banda del
225 # fotodetector [a.u.]
226 phot_n = 3.0
```

```

227 """
228 """
229 FUNCION PARA LANZAR LA SIMULACION. """
230
231 # Vectores de tiempo y frecuencia para la simulacion
232
233 t = np.arange(-t_w/2, t_w/2, t_s)
234
235 f = np.fft.fftfreq(np.size(t), d=t_s)
236
237 print ("Frequency resolution of the FFT: " +
238       str((f.item(2)-f.item(1))/1e6) + " [MHz]")
239
240 print ("Sweep f_mod")
241
242 for j in np.arange(1.0,9.0):
243     f_mod = j*1e9
244     for i in np.arange(0.0,210.0,10.0):
245         fbg_med = fbg_c + i*1.5e9
246         i_out = interrogate_fbg(t, f_c, l_fwhm, P,
247                               beam_r, n, Vpi_dc, Vpi_rf, V_bias, V_rf,
248                               f_mod, t_s, t_w, f, fbg_med, R, FWHM_fbg,
249                               Resp, phot_c, phot_dark, Res, phot_n)
250         file_name = 'res_{:.4}'.format(i)
251         file_res = 'f_mod/{:.2}'.format(j)+'/'+file_name+'.mat'
252         print ("Saving File "+file_res)
253         sio.savemat(file_res, {'i_out':i_out})
254
255     print ("Sweep MZM Vdc High Amplitude")
256
257     f_mod = 8.0e9
258
259     for j in np.arange(1.0,11.0):
260         V_bias = j
261         for i in np.arange(0.0,210.0,10.0):
262             fbg_med = fbg_c + i*1.5e9
263             i_out = interrogate_fbg(t, f_c, l_fwhm, P,
264                                   beam_r, n, Vpi_dc, Vpi_rf, V_bias, V_rf,
265                                   f_mod, t_s, t_w, f, fbg_med, R, FWHM_fbg,
266                                   Resp, phot_c, phot_dark, Res, phot_n)
267             file_name = 'res_{:.4}'.format(i)
268             file_res = 'v_bias/{:.3}'.format(j) + '/' + file_name + '.mat'
269             print ("Saving File "+file_res)
270             sio.savemat(file_res, {'i_out':i_out})
271
272     print ("Sweep MZM Vdc Low Amplitude")
273
274     f_mod = 8.0e9

```

```
275 V_rf = 1.0
276
277 for j in np.arange(1.0,11.0):
278     V_bias = j
279     for i in np.arange(0.0,210.0,10.0):
280         fbg_med = fbg_c + i*1.5e9
281         i_out = interrogate_fbg(t, f_c, l_fwhm, P,
282             beam_r, n, Vpi_dc, Vpi_rf, V_bias, V_rf,
283             f_mod, t_s, t_w, f, fbg_med, R, FWHM_fbg,
284             Resp, phot_c, phot_dark, Res, phot_n)
285         file_name = 'res_{:.4}'.format(i)
286         file_res = 'v_bias2/{:.3}'.format(j)+'/'+file_name+'.mat'
287         print ("Saving File "+file_res)
288         sio.savemat(file_res, {'i_out':i_out})
289
290
291 print ("Sweep f_mod2")
292
293 V_bias = 5.0;
294
295 for j in np.arange(1.0,9.0):
296     f_mod = j*1e9
297     for i in np.arange(0.0,210.0,10.0):
298         fbg_med = fbg_c + i*1.5e9
299         i_out = interrogate_fbg(t, f_c, l_fwhm, P,
300             beam_r, n, Vpi_dc, Vpi_rf, V_bias, V_rf,
301             f_mod, t_s, t_w, f, fbg_med, R, FWHM_fbg,
302             Resp, phot_c, phot_dark, Res, phot_n)
303         file_name = 'res_{:.4}'.format(i)
304         file_res = 'f_mod2/{:.2}'.format(j)+'/'+file_name+'.mat'
305         print ("Saving File "+file_res)
306         sio.savemat(file_res, {'i_out':i_out})
307
308 print ("Done")
```

## A.2. Código para montaje experimental

```
1 import visa
2 import time
3 import numpy as np
4
5 if __name__ == "__main__":
6
7     rm = visa.ResourceManager()
8     osa = rm.open_resource('GPIB0::1::INSTR')
9     vna = rm.open_resource('TCPIP0::172.17.75.74::inst0::INSTR')
10
11     i_thor = rm.open_resource('ASRL1::INSTR')
12     i_thor.baud_rate = 19200
13     i_thor.data_bits = 8
14     i_thor.stop_bits = visa.constants.StopBits.one
15     i_thor.parity = visa.constants.Parity.none
16
17     print('Communicating with: \n')
18     print(vna.query('*IDN?'))
19     print('Communicating with: \n')
20     print(osa.query('*IDN?'))
21
22     # Setting OSA parameters
23     osa.write("sens:wav:cent 1549nm")
24     osa.write("sens:wav:span 6mm")
25     osa.write("sens:sens high2")
26     osa.write("sens:sweep:points:auto on")
27     osa.write("sens:aver:coun 1")
28     osa.write(":init:smode sing")
29
30     # Setting VNA parameters
31     vna.write('FREQ:CEN 6GHZ')
32     vna.write('FREQ:SPAN 0HZ')
33     vna.write('BAND 100 HZ')
34     vna.write('SWE:TIME 1s')
35     vna.write('SOUR:TG:POW 0')
36     vna.write('SWE:CONT OFF')
37     vna.write('SWE:COUN 10')
38     vna.write('DISP:TRAC:MODE AVER')
39     vna.write('DISP:MAGN:REF 0')
40     vna.write('DISP:MAGN:Y:SCAL 100 DB')
41     vna.write('MEAS:FUNC:SEL S21')
42     vna.write('MEAS:FORM MAGN')
43     vna.write("mmem:mdir '\\USB'")
44
45     # Setting SLOT2 Imodule parameters
46     temp_set = 40.0
```

```

47 t_to_write = ':TEMP:SET {:.3}'.format(temp_set)
48 i_thor.write("&LLO")
49 i_thor.write(":SLOT 2")
50 print('Setting SLOT2 To:' + t_to_write)
51 i_thor.write(t_to_write)
52 i_thor.write(":TEC ON")
53
54 # Setting SLOT1 Imodule parameters
55 temp_set = 20.0
56 t_to_write = ':TEMP:SET {:.3}'.format(temp_set)
57 i_thor.write(":SLOT 1")
58 print('Setting SLOT1 To:' + t_to_write)
59 i_thor.write(t_to_write)
60 i_thor.write(":TEC ON")
61
62 # Wait
63 time.sleep(600)
64
65 # From data characterization
66
67 i_start = 40.0
68 i_stop = 140.0
69
70 i_thor.write(":SLOT 2")
71
72 no_data = 5.0
73
74 for j in np.arange(1, no_data+1):
75     for i in np.arange(i_start, i_stop+1, 5.0):
76         i_to_write = ':ILD:SET {:.4}E-3'.format(i)
77         print(i_to_write)
78         i_thor.write(i_to_write)
79         i_thor.write(":LASER ON")
80         time.sleep(1)
81         vna.write(":init")
82         osa.write(":init")
83         time.sleep(60)
84         # Save OSA
85         filename_osa = "i_sweep2"+"_{:.4}".format(i)+"_{:.4}".format(j)+"_{:.4}"
86         .format(temp_set)
87         cmd = ':mmem:stor:trac TRC,CSV,'+filename_osa+'.ext'
88         print('Saving '+cmd)
89         osa.write(cmd)
90         # Save VNA
91         filename_vna = "int2"+"_{:.4}".format(i)+"_{:.4}".format(j)+"_{:.4}"
92         .format(temp_set)
93         cmd = "mmem:stor:stat 1,"+filename_vna+'.set'
94         print('Saving '+cmd)

```

---

```
93     vna.write(cmd)
94     time.sleep(5)
95
96     i_thor.write(":LASER OFF")
97     i_thor.write(":TEC OFF")
98     i_thor.write(":SLOT 1")
99     i_thor.write(":LASER OFF")
100    i_thor.write(":TEC OFF")
101    i_thor.write("&GTL")
```



# Bibliografía

- [1] A. Othonos and K. Kalli, *Fiber Bragg gratings: fundamentals and applications in telecommunications and sensing*. Norwood: Artech House, 1st ed., 1999.
- [2] M. Bosiljevac, T. Komljenovic, D. Babic, and Z. Sipus, “Interrogating FBG based temperature sensors; Practical issues,” in *ELMAR, 2012 Proceedings*, pp. 305–308, 9 2012.
- [3] T. Udem, R. Holzwarth, and T. Hänsch, “Femtosecond optical frequency combs,” *The European Physical Journal Special Topics*, vol. 172, pp. 69–79, 2009.
- [4] K. O. Hill, Y. Fujii, D. C. Johnson, and B. S. Kawasaki, “Photosensitivity in optical fiber waveguides: Application to reflection filter fabrication,” *Applied Physics Letters*, vol. 32, no. 10, pp. 647–649, 1978.
- [5] E. J. Friebele, “Fiber Bragg Grating strain sensors: Present and future applications in smart structures,” *Optics and Photonics News*, vol. 9, no. 8, p. 33, 1998.
- [6] H. Lima, V. da Silva, R. Nogueira, I. Abe, A. P. S. de Brito, C. Fernandes, H. Rodrigues, H. Varum, H. J. Kalinowski, A. Costa, and J. Pinto, “Structural Health Monitoring of the Church of Santa Casa da Misericórdia of Aveiro Using FBG Sensors,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, pp. 1236–1242, 7 2008.
- [7] G. Fusiek, P. Niewczas, and J. R. McDonald, “Design of a highly accurate optical sensor system for pressure and temperature monitoring in oil wells,” in *2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 574–578, IEEE, 5 2009.
- [8] L. Grabarski, J. C. C. Silva, E. Cacao, A. S. Paterno, and H. J. Kalinowski, “Fiber bragg grating temperature sensors used to measure flow in a pipeline,” in *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 379–383, IEEE, 2007.
- [9] H. Qingmin, J. Wenling, Z. Shuhui, R. Liang, and J. Ziguang, “Natural Gas Pipeline Leakage Detection Based on FBG Strain Sensor,” in *2013 Fifth International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, pp. 712–715, IEEE, 2013.
- [10] Y. Ding, X. Dai, and T. Zhang, “Low-Cost Fiber-Optic Temperature Measurement System for High-Voltage Electrical Power Equipment,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 4, pp. 923–933, 2010.

- 
- [11] T. K. Gangopadhyay, M. C. Paul, and L. Bjerkan, "Fiber-optic sensor for real-time monitoring of temperature on high voltage (400KV) power transmission lines," in *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* (J. D. C. Jones, ed.), vol. 7503, p. 75034M, 10 2009.
- [12] A. Cusano, P. Capoluongo, S. Campopiano, A. Cutolo, M. Giordano, F. Felli, A. Paozzoli, and M. Caponero, "Experimental modal analysis of an aircraft model wing by embedded fiber Bragg grating sensors," *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, pp. 67–77, 2 2006.
- [13] G. Wild, "Optimising the Design of a Pressure Transducer for Aircraft Altitude Measurement using Optical Fibre Bragg Grating Sensors," in *Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace), 2015 IEEE*, pp. 123–128, IEEE, 6 2015.
- [14] A. Kersey, M. A. Davis, H. J. Patrick, M. Leblanc, K. P. Koo, C. G. Askins, M. A. Putnam, and E. J. Friebele, "Fiber grating sensors," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 15, no. 8, pp. 1442–1463, 1997.
- [15] J. N. Eckstein, A. I. Ferguson, and T. W. Hänsch, "High-resolution two-photon spectroscopy with picosecond light pulses," *Physical Review Letters*, vol. 40, no. 13, pp. 847–850, 1978.
- [16] L. E. Hargrove, R. L. Fork, and M. A. Pollack, "Locking of hene laser modes induced by synchronous intracavity modulation," *Applied Physics Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 4–5, 1964.
- [17] T. Udem, J. Reichert, R. Holzwarth, and T. Hänsch, "Absolute Optical Frequency Measurement of the Cesium D1 Line with a Mode-Locked Laser," *Physical Review Letters*, vol. 82, no. 18, pp. 3568–3571, 1999.
- [18] J. E. Posada-Roman, J. A. Garcia-Souto, D. A. Poiana, and P. Acedo, "Fast interrogation of fiber bragg gratings with electro-optical dual optical frequency combs," *Sensors (Switzerland)*, vol. 16, no. 12, 2016.
- [19] J. Clement, G. Torregrosa, H. Maestre, and C. R. Fernández-Pousa, "Remote picometer fiber Bragg grating demodulation using a dual-wavelength source," *Applied Optics*, vol. 55, no. 23, pp. 6523–6529, 2016.
- [20] G. Meltz and W. W. Morey, "Bragg grating formation and germanosilicate fiber photosensitivity," in *International Workshop on Photoinduced Self-Organization Effects in Optical Fiber*, vol. 1516, (Quebec City), pp. 185–199, SPIE, 1991.
- [21] N. R. Newbury, "Searching for applications with a fine-tooth comb," *Nature Photonics*, vol. 5, no. 4, pp. 186–188, 2011.

- [22] A. J. Demaria, D. A. Stetser, and H. Heynau, “Self mode-locking of lasers with saturable absorbers,” *Applied Physics Letters*, vol. 8, no. 7, pp. 174–176, 1966.
- [23] S. A. Diddams, “The evolving optical frequency comb,” *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 27, no. 11, pp. B51–B62, 2010.
- [24] T. Udem, J. Reichert, R. Holzwarth, T. W. Hansch, and T. W. Hänsch, “Accurate measurement of large optical frequency differences with a mode-locked laser,” *Opt. Lett.*, vol. 24, no. 13, pp. 881–883, 1999.
- [25] M. Kourogi, N. Ken’ichi, and M. Ohtsu, “Wide-Span Optical Frequency Comb Generator for Accurate Optical Frequency Difference Measurement,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 2693–2701, 1993.
- [26] M. Kourogi, T. Enami, and M. Ohtsu, “A Monolithic Optical Frequency Comb Generator,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 214–217, 1994.
- [27] I. Coddington, N. Newbury, and W. Swann, “Dual-comb spectroscopy,” *Optica*, vol. 3, no. 4, p. 414, 2016.
- [28] L. Sinclair, J. Deschênes, L. Sonderhouse, W. C. Swann, I. H. Khader, E. Baumann, N. R. Newbury, and I. Coddington, “A compact optically coherent fiber frequency comb,” *Review Of Scientific Instruments*, vol. 86, no. 8, p. 081301, 2015.
- [29] E. P. Cano, C. De Dios Fernandez, A. R. C. Serrano, M. Ortsiefer, P. Meissner, and P. Acedo, “Experimental study of VCSEL-based optical frequency comb generators,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 21, pp. 2118–2121, 2014.
- [30] J. Ye, H. Schnatz, and L. W. Hollberg, “Optical Frequency Combs: From Frequency Metrology to Optical Phase Control,” *IEEE Journal Of Selected Topics In Quantum Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 1041–1057, 2003.
- [31] L. E. Nelson, D. J. Jones, K. Tamura, H. A. Haus, and E. P. Ippen, “Ultrashort-pulse fiber ring lasers,” *Applied Physics B*, vol. 65, no. 2, pp. 277–294, 1997.
- [32] 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,” *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 21, no. 6, 2015.
- [33] A. R. C. Serrano, C. De Dios Fernandez, E. P. Cano, M. Ortsiefer, P. Meissner, and P. Acedo, “VCSEL-based optical frequency combs: Toward efficient single-device comb generation,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 20, pp. 1981–1984, 2013.

- 
- [34] R. Lang, "Injection Locking Properties of a Semiconductor Laser," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 976–983, 1982.
- [35] S. P. Ó Dúill, P. M. Anandarajah, R. Zhou, and L. P. Barry, "Numerical investigation into the injection-locking phenomena of gain switched lasers for optical frequency comb generation," *Applied Physics Letters*, vol. 106, no. 21, pp. 1–6, 2015.
- [36] M. D. G. Pascual, R. Zhou, F. Smyth, P. M. Anandarajah, and L. P. Barry, "Software reconfigurable highly flexible gain switched optical frequency comb source," *Optics Express*, vol. 23, no. 18, p. 23225, 2015.
- [37] V. Torres-Company and A. M. Weiner, "Optical frequency comb technology for ultra-broadband radio-frequency photonics," *Laser and Photonics Reviews*, vol. 8, no. 3, pp. 368–393, 2014.
- [38] N. Kuse, A. Ozawa, and Y. Kobayashi, "Static FBG strain sensor with high resolution and large dynamic range by dual-comb spectroscopy," *Optics express*, vol. 21, no. 9, pp. 11141–9, 2013.
- [39] P. Martín-Mateos, M. Ruiz-Llata, J. Posada-Roman, and P. Acedo, "Dual-Comb Architecture for Fast Spectroscopic Measurements and Spectral Characterization," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1309–1312, 2015.
- [40] R. Cheng and L. Xia, "Interrogation of weak Bragg grating sensors based on dual-wavelength differential detection," *Optics Letters*, vol. 41, no. 22, p. 5254, 2016.
- [41] O. E. Bonilla-Manrique, J. A. Garcia-Souto, P. Martín-Mateos, B. Jerez-Gonzalez, and P. Acedo, "Fast interrogation of fiber Bragg grating sensors using electro-optic dual optical frequency combs," *International Conference on Optical Fibre Sensors (OFS24)*, vol. 9634, p. 963422, 2015.
- [42] J. E. Posada-Roman, D. A. Poiana, J. A. Garcia-Souto, and P. Acedo, "Interrogation of FBG Sensors Based on Electro-optic Dual Optical Frequency Combs," *Latin America Optics and Photonics Conference*, no. c, pp. 2–4, 2016.
- [43] D. A. Poiana, J. A. Garcia-Souto, J. E. Posada, and P. Acedo, "Stabilization of coherent dual optical frequency comb for fiber Bragg Grating sensing," *Proceedings of IEEE Sensors*, vol. 2017-Decem, pp. 1–3, 2017.
- [44] P. Martín-Mateos, A. Porro, and P. Acedo, "Fully Adaptable Electro-Optic Dual-Comb Generation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 161–164, 2018.
- [45] D. Poiana, J. Garcia-Souto, J. Posada, and P. Acedo, "All-Fiber Electro-Optic Dual Optical Frequency Comb for Fiber Sensors," p. WF82, 2018.

- 
- [46] D. A. Poiana, J. A. Garcia-Souto, J. E. Posada-Román, and P. Acedo, “Interrogation system with auto-calibration for fiber Bragg grating sensors using VCSEL based optical frequency comb generators,” *25th International Conference on Optical Fiber Sensors*, vol. 10323, p. 103231F, 2017.
- [47] A. Triana, D. Pastor, and M. Varón, “A code division design strategy for multiplexing fiber bragg grating sensing networks,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 17, no. 11, pp. 1–14, 2017.
- [48] D. Derickson, *Fiber Optic Test and Measurement*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1era ed., 1997.
- [49] J. Capmany, F. J. Fraile-Peláez, and J. Martí, *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Madrid, España: Editorial Síntesis, 1era ed., 1999.
- [50] L. A. Coldren, S. W. Corzine, and M. L. Mašanović, *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2nda ed., 2012.
- [51] R. Hui and M. O’Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*. San Diego, CA, USA: Elsevier Academic Press, 1era ed., 2009.
- [52] T. Erdogan, “Fiber grating spectra,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 8, pp. 1277–1294, 1997.