

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ESTUDIO DE LOS FILTROS ÓPTICOS Y ANÁLISIS DE SU COMPORTAMIENTO MEDIANTE SIMULACIÓN

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

MARÍA GEOVANNA AYALA LABANDA

maria.ayala@epn.edu.ec

MARÍA JOSÉ BELTRÁN CUATÍN

maria.beltran01@epn.edu.ec

DIRECTOR: M.Sc. MARÍA SOLEDAD JIMÉNEZ JIMÉNEZ

maria.jimenez@epn.edu.ec

Quito, julio 2018

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por María Geovanna Ayala Labanda y María José Beltrán Cuatín, bajo mi supervisión.

M.Sc. María Soledad Jiménez Jiménez
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Nosotras, María Geovanna Ayala Labanda y María José Beltrán Cuatín, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

MARÍA GEOVANNA AYALA LABANDA

MARÍA JOSÉ BELTRÁN CUATÍN

DEDICATORIA

A Dios por darme la vida, llenarme de bendiciones e iluminar mi camino, de tu mano siempre.

A mi padre y mi madre quienes han sido el motor de mi vida durante todos estos años, su apoyo incondicional, me han dado la fuerza necesaria para seguir adelante sin desmayar. Su ternura y amor me han guiado por un camino lleno de valores. Todo esto es gracias a ustedes, este es nuestro sueño cumplido.

A mis hermanas Maribel, Cecilia, Viviana y Gabriela por sus consejos y estar siempre presentes en mi vida para brindarme siempre su apoyo y cariño cuando más lo he necesitado.

A Jimmy por su paciencia, amor y apoyo en todos estos años juntos, lo logramos.

A mis amigos de la universidad quienes con sus consejos y ayuda, me han dado ánimos para seguir siempre adelante.

María Ayala

DEDICATORIA

A Dios por guiarme durante mi etapa universitaria, por darme fortaleza y sabiduría en momentos de dificultades, por haber puesto en mi vida a personas que han llegado a ser mi soporte y apoyo durante todo el período de estudio, gracias a él he logrado concluir mi carrera.

A mis padres, Gonzalo y Cecilia, quienes me acompañaron en cada momento de mi vida estudiantil, por su esfuerzo y sacrificio constante, por su paciencia, consejos, confianza y motivación que me permitieron alcanzar una de mis metas. Padres, éste logro es por ustedes y para ustedes.

A mis hermanos, María Belén, Santiago y Steven, quienes me apoyaron y me impulsaron a seguir adelante, creyeron en mí y gracias a sus palabras me llevaron a ser perseverante en cumplir mis anhelos.

María José Beltrán

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a Dios, por ser nuestro guía a lo largo de la etapa universitaria, por brindarnos sabiduría e inteligencia para llegar a cumplir nuestros sueños y anhelos.

A nuestros padres, por su esfuerzo y dedicación en cada momento, por sus consejos para alcanzar nuestras metas, por habernos dado una buena educación llena de valores y con ello ser buenas profesionales en la sociedad, por su apoyo económico y moral que nos ayudaron a culminar un logro más en nuestras vidas.

Nuestro mayor agradecimiento a la Ing. María Soledad Jiménez M.Sc., quien hizo posible la culminación del trabajo de titulación cumpliendo con todos los objetivos, gracias por impartirnos sus conocimientos durante el tiempo de estudiantes en la universidad y mucho más como directora del proyecto de titulación.

Agradecemos al Dr. Germán Arévalo B, PhD, por las gestiones realizadas en la Universidad Politécnica Salesiana que nos ayudaron a la finalización del trabajo de titulación.

Agradecemos a la Escuela Politécnica Nacional por habernos impartido conocimientos y valores a través de sus docentes durante los años de carrera.

Agradecemos a la Universidad Politécnica Salesiana por su apoyo brindado con la herramienta de simulación para el desarrollo del presente trabajo de titulación.

María Ayala

María José Beltrán

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
DEDICATORIA.....	IV
AGRADECIMIENTO.....	V
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	VI
RESUMEN	X
ABSTRACT	XI
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Objetivos	2
1.2. Alcance	2
1.3. Marco Teórico	3
1.3.1. Filtro Fabry-Perot.....	3
1.3.2. Filtro Mach-Zehnder	13
1.3.3. Filtro AWG.....	18
1.3.4. Filtros basados en redes de difracción de Bragg	24
1.3.5. Filtro AOTF.....	36
1.3.6. Selección del simulador	43
2. METODOLOGÍA.....	48
2.1 VPI	48
2.1.1. Requerimientos de configuración del VPI	48
2.1.2. Proceso de instalación del VPI.....	49
2.1.3. Estructura del nivel de jerarquía del VPI	52
2.1.4. Interfaz gráfica de usuario del VPI.....	53
2.1.5. Componentes utilizados en la simulación de los filtros ópticos	54
2.1.6. Ejecución y resultados de la simulación.....	62
2.2 Ejemplos de casos teóricos y simulaciones del filtro Fabry-Perot.....	63
2.2.1. Finura del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la reflectividad.....	64

2.2.2.	Simulaciones de la finura del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la reflectividad.....	66
2.2.3.	Cálculo de FWHM a la salida del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad y rango espectral libre dados por el fabricante.....	69
2.2.4.	Simulaciones de FWHM a la salida del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad y rango espectral libre dados por el fabricante.....	71
2.2.5.	Sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos.....	73
2.2.6.	Simulaciones de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos.....	77
2.3	Ejemplos de casos teóricos y simulaciones del filtro Mach-Zehnder	78
2.3.1.	Cálculo de FWHM, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre del filtro Mach-Zehnder.....	79
2.3.2.	Simulaciones del FWHM, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre del filtro Mach-Zehnder.....	84
2.4	Ejemplo de caso teórico y simulación del filtro AWG	88
2.4.1.	Cálculo de FSR en función del número de orden de difracción del filtro AWG basado en tecnología SoS.....	89
2.4.2.	Simulaciones de FSR en función del número de orden de difracción del filtro AWG basado en tecnología SoS	90
2.5	Ejemplo de caso teórico y simulación de los filtros basados en redes de difracción de Bragg	95
2.5.1.	Cálculo del <i>Bandwidth</i> y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme.....	95
2.5.2.	Simulaciones del <i>Bandwidth</i> y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme.....	100
2.6	Ejemplo de caso teórico y simulación del filtro AOTF	103
2.6.1.	Cálculo de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica del filtro AOTF	104
2.6.2.	Simulación de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica del filtro AOTF	107
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	111
3.1	Análisis del comportamiento del filtro Fabry-Perot.....	111
3.1.1	Análisis de la selectividad, período y anchura del pico de transmisión del filtro Fabry-Perot	112

3.1.2	Análisis de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot.....	116
3.1.3	Análisis de pérdidas por inserción del filtro Fabry-Perot	118
3.2	Análisis del comportamiento del filtro Mach-Zehnder.....	120
3.2.1	Análisis del período, anchura de la banda total a mitad del máximo y finura del filtro Mach-Zehnder	120
3.2.2	Análisis de ER (<i>Extinction Ratio</i>) en el filtro Mach-Zehnder.....	123
3.2.3	Análisis de las pérdidas por inserción del filtro Mach-Zehnder.....	125
3.3	Análisis del comportamiento del filtro AWG	127
3.3.1	Análisis del período y de la forma de banda de paso del filtro AWG	128
3.3.2	Análisis de diafonía y pérdidas por inserción del filtro AWG.....	132
3.4	Análisis del comportamiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg.....	140
3.4.1	Análisis del <i>Bandwidth</i> y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción.....	141
3.4.2	Análisis de los lóbulos laterales de la respuesta espectral	144
3.4.3	Análisis de las pérdidas por inserción en filtros basados en redes de difracción de Bragg	145
3.5	Análisis del comportamiento del filtro AOTF	147
3.5.1	Análisis de la resolución espectral, la frecuencia acústica y la longitud de interacción acusto-óptica del filtro AOTF	147
3.5.2	Análisis de las pérdidas por inserción introducidas por el filtro AOTF.....	150
4.	CONCLUSIONES	152
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	157
6.	ANEXOS.....	165
	ANEXO I: Datasheet del filtro Fabry-Perot: Inline Fabry-Perot Etalon.....	166
	ANEXO II: Datasheet del filtro Fabry-Perot: Fiber Fabry-Perot Tunable Filter FFP-TF.....	168
	ANEXO III: Datasheet del filtro Mach-Zehnder: MZI-001.....	172
	Anexo IV: Datasheet del filtro AWG: 8-Channel Cyclic (Colorless) Arrayed Waveguide Grating (AWG).....	173
	ANEXO V: Datasheet del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Rejilla de Bragg de fibra (FBG) 1530-1573 nm	175
	ANEXO VI: Datasheet de la fibra como referencia para el filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Corning SMF-28e Optical Fiber	176

ANEXO VII: Datasheet del filtro AOTF: Research and application of acousto-optical tunable filters for modern telecommunications systems.....	180
ANEXO VIII: Simulaciones adicionales del filtro Mach-Zehnder del análisis del período, anchura de la banda total a mitad del máximo y finura	183
Anexo IX: Datasheet del filtro AWG multiplexor/demultiplexor: NxN AWG multiplexers and demultiplexers router module	187
ANEXO X: Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg para el análisis del bandwidth y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción.....	190
Anexo XI: Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg para el análisis de los lóbulos laterales de la respuesta espectral.....	195
Anexo XII: Simulaciones adicionales del filtro AOTF para el análisis de la resolución espectral, la frecuencia acústica y la longitud de interacción acusto-óptica.....	198
ORDEN DE EMPASTADO	201

RESUMEN

Los filtros ópticos en la actualidad son uno de los componentes cruciales utilizados en diferentes aplicaciones dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas, los cuales seleccionan longitudes de onda y rechazan otras.

En el presente trabajo, la primera etapa tiene como objetivo el estudio de la estructura, funcionamiento y parámetros técnicos de los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG (Arrayed Waveguide Grating) y AOTF (Acousto-Optic Tunable Filter). Además, se analizan dos herramientas de simulación: OptiSystem y VPI, de las cuales se selecciona la que cumpla con los requerimientos necesarios a fin de simular cada filtro óptico.

En la segunda etapa se plantea y simula ejemplos de casos teóricos correspondientes a los filtros ópticos mencionados. Posteriormente, se valida los resultados teóricos y simulados, estos se contrastarán con especificaciones técnicas expuestas por fabricantes.

En la tercera etapa se analiza los ejemplos de casos teóricos y se desarrolla simulaciones adicionales en diversos escenarios con variación de parámetros de la herramienta de simulación, tales como: ancho de banda, transmisividad, reflectividad, rango espectral libre, entre otros, que permiten comprobar el comportamiento de cada uno de los filtros ópticos en estudio.

Finalmente, con los resultados obtenidos del estudio teórico y las simulaciones de los filtros ópticos descritos, se establecen conclusiones de su comportamiento.

PALABRAS CLAVE: filtros ópticos, OptiSystem, VPI

ABSTRACT

Nowadays, the optical filters are one of the components more used into the different applications related to the optics communications. They are able to select wavelengths and reject other.

In the following work, the first part has as objective to analyze the structure, performance, and technical parameters in the optical filters based in diffraction gratings of Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG (Arrayed Waveguide Grating) y AOTF (Acousto-Optic Tunable Filter). Besides, to analyze two simulation tools: OptiSystem and VPI to select one which fulfills with necessary requirements to realize the simulations of each optical filter

In the second part to poses and simulate examples about theoretical cases for each one of the optical filters mentioned. Later, it will be validate theoretical and simulated results, these will be contrasted with specifications of the optical filters exposed by the manufacturers.

In the third part to analyze examples of theoretical cases and to develop additional simulations in different scenarios which will have variation into the parameters of simulation tool such as: bandwidth, transmissivity, reflectivity, free spectral range and so on, which allow to check the behave of each one of the optical filter which are in study.

Finally with the obtained results of the theoretical studies and simulations of the optical filters previously described, to be established conclusions about their behave.

KEYWORDS: optical filters, OptiSystem, VPI

1. INTRODUCCIÓN

Desde los inicios de la década de los ochenta, los sistemas de comunicaciones ópticas han evolucionado, debido a la demanda de las aplicaciones por un mayor ancho de banda y menor precio. Es por ello que surge la necesidad de eliminar las conversiones optoelectrónicas, debido a los altos costos de los elementos electrónicos. Con estos antecedentes los sistemas de comunicaciones ópticas necesitan en la actualidad operar directamente sobre la señal óptica, para lo cual se desarrollan nuevos componentes que permiten tener un sistema de comunicación completamente óptico, como: amplificadores ópticos, filtros ópticos, multiplexores y demultiplexores ópticos, conversores de longitud de onda y conmutadores ópticos. La fabricación de estos componentes ha sido posible gracias al avance de la ciencia y la tecnología.

Un componente importante de los antes mencionados es el filtro óptico, este permite seleccionar longitudes de onda que cumplan ciertas propiedades, y eliminar el resto, además puede modificar la señal óptica que se transmite a través de él. Actualmente, se utilizan en diferentes aplicaciones para procesar la señal de manera adecuada, en las cuales pueden atenuar o mejorar la señal óptica, transmitir o reflejar longitudes de onda específicas, entre otras funciones.

Generalmente se pueden encontrar en las aplicaciones filtros ópticos fijos que poseen su longitud de onda de trabajo fija y predeterminada, comercialmente también se encuentra filtros ópticos sintonizables, los cuales seleccionan de manera dinámica la longitud de onda de trabajo.

En el presente trabajo se realizará el estudio de filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) y AOTF (*Acousto-Optic Tunable Filter*) en aspectos como: estructura, funcionamiento y parámetros técnicos característicos. Con esta información se seleccionará un software de simulación adecuado que permita obtener resultados en función del estudio realizado.

Posteriormente, para cada filtro óptico estudiado se planteará y simulará ejemplos de casos teóricos, basados en expresiones analíticas dadas en fuentes bibliográficas.

Finalmente, se analizará los ejemplos de casos teóricos y se desarrollará simulaciones adicionales de cada filtro óptico estudiado en diferentes escenarios con variación de parámetros que permitirán comprobar el comportamiento de los filtros ópticos ya descritos, para establecer conclusiones relevantes.

1.1. Objetivos

El objetivo general de este estudio técnico consiste en:

- Estudiar los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG y AOTF y analizar su comportamiento mediante simulaciones.

Los objetivos específicos de este estudio técnico son:

- Realizar un estudio teórico detallado del comportamiento de los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG y AOTF, en aspectos como estructura, funcionamiento propio del filtro y parámetros técnicos característicos.
- Analizar el software de simulación *OptiSystem* y *VPI (Virtual Photonics Incorporated)* y dependiendo de cada filtro óptico estudiado seleccionar el más adecuado.
- Plantear, analizar y simular ejemplos de casos teóricos para los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG y AOTF, para validar los resultados obtenidos de las simulaciones con la teoría.
- Realizar simulaciones adicionales con diferentes parámetros en otros escenarios, para comprobar el comportamiento de los filtros ópticos citados.

1.2. Alcance

En este trabajo de titulación se realizará un estudio detallado del comportamiento de los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG y AOTF. Posteriormente se planteará y analizará ejemplos de casos teóricos de cada uno de los filtros mencionados, los cuales luego se simularán, de acuerdo a las facilidades que la herramienta de simulación seleccionada en función de cada filtro óptico estudiado lo permita. Posteriormente, los resultados de las simulaciones serán validados con los resultados teóricos, para contrastar dicho análisis, se utilizará como referencia características de los filtros ópticos proporcionadas por fabricantes siempre y cuando el simulador lo permita. Finalmente, una vez validadas las simulaciones, se procederá a

realizar simulaciones adicionales en otros escenarios con diferentes parámetros del filtro que posibilite el simulador, lo que permitirá comprobar el comportamiento de cada filtro y obtener las correspondientes conclusiones de su desempeño.

1.3. Marco Teórico

Los filtros ópticos constituyen un elemento importante en los sistemas de comunicaciones ópticas, ya que permiten la selección de longitudes de onda, las cuales son transmitidas y eliminan las que se encuentran fuera del rango, evitando su paso [1]. Los filtros ópticos presentan parámetros importantes que los caracteriza, como son: las pérdidas por inserción, que se refieren a la atenuación o pérdida de potencia que experimenta la señal al transmitirse a través de un filtro óptico; el ancho de banda a -3 dB , que es el rango de frecuencia donde la potencia se ha disminuido a la mitad de su entrada; y la frecuencia central, que constituye el promedio de todas las longitudes de onda dentro del rango de frecuencia a -3 dB .

A continuación, se describe la estructura, funcionamiento y parámetros técnicos característicos de los filtros ópticos: Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG, filtros basados en redes de difracción de Bragg y AOTF.

1.3.1. Filtro Fabry-Perot

El filtro Fabry-Perot conocido también como filtro interferencial, basa su principio de funcionamiento en el resonador¹ Fabry-Perot [2].

El resonador Fabry-Perot está formado por:

- Dos caras planas y paralelas separadas a una distancia " d ", que se comportan como dos espejos.
- Dos índices de refracción: uno que corresponde al medio interno (n_2) y otro para el medio en que se encuentran inmersas las caras planas (n_1).

¹ Resonador: es un dispositivo que oscila a determinadas frecuencias con una amplitud superior a las otras, permite seleccionar frecuencias específicas de una señal o generar ondas de frecuencias determinadas [77].

Al incidir una radiación sobre una de las caras paralelas con un ángulo θ_1 formado con la normal al plano, se generan varios haces refractados y reflejados. Teóricamente el conjunto de haces es infinito, y debido a que el mismo ha sido generado por un solo haz de luz, se da lugar a interferencias entre las láminas y fuera de ellas. Los elementos que conforman este resonador se presentan en la Figura 1.1 [2]:

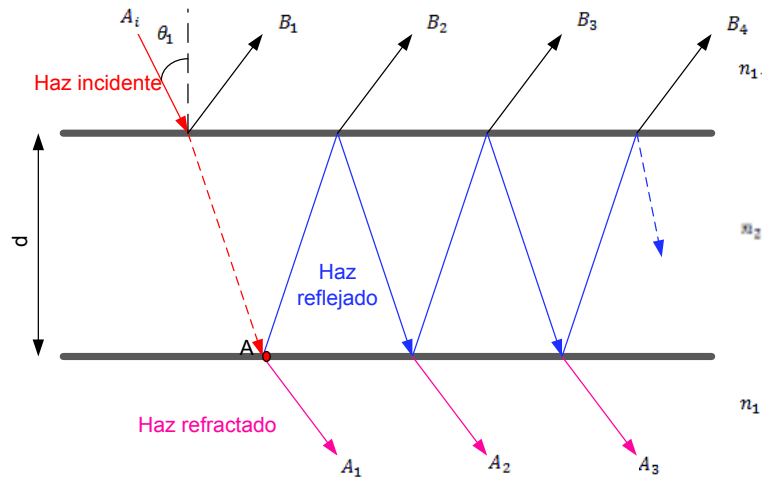


Figura 1. 1 Esquema de elementos del resonador Fabry-Perot y formación de haces reflejados y refractados [2]

En la Figura 1.1 se puede observar que el haz principal en el instante que tiene contacto con uno de las caras planas en el punto A, se divide en dos haces: el haz A_1 que constituye el haz refractado, y el haz que sigue su trayectoria dentro de las dos caras planas conocido como el haz reflejado. Los haces B_i forman el conjunto de haces reflejados de una de las caras externas del resonador, en tanto que los haces A_i forman el conjunto de haces transmitidos.

Las caras planas de un resonador Fabry-Perot pueden actuar de dos maneras [3]:

- Fijas, en este caso al resonador se lo conoce como etalón o filtro Fabry-Perot.
- Ajustables, en este caso el resonador es conocido como interferómetro.

a) Estructura del filtro Fabry-Perot

El filtro Fabry-Perot está formado por dos espejos dieléctricos, entre los cuales se encuentra una cavidad de longitud L e índice de refracción n [1].

Según [1]: cada espejo viene caracterizado por un coeficiente de transmisión $t_i (i = 1,2)$ y uno de reflexión $r_i (i = 1,2)$ de campo eléctrico, aunque también es posible emplear para

su descripción la reflectividad de potencia óptica (R_i) y la transmisividad de potencia óptica (T_i), que se presentan en las Ecuaciones 1.1 y 1.2:

$$R_i = |r_i|^2 ; i = 1,2$$

Ecuación 1.1 Reflectividad del filtro Fabry-Perot [1]

$$T_i = |t_i|^2 ; i = 1,2$$

Ecuación 1.2 Transmisividad del filtro Fabry-Perot [1]

Los valores de reflectividad y transmisividad varían entre cero y uno, además se encuentran relacionadas con las pérdidas en cada espejo (A_i) como se expresa en la Ecuación 1.3 [1]:

$$T_i + R_i = 1 - A_i$$

Ecuación 1.3 Relación transmisividad, reflectividad y pérdidas [1]

b) Funcionamiento del filtro Fabry-Perot

Para el estudio del funcionamiento del filtro Fabry-Perot se analiza la Figura 1.2:

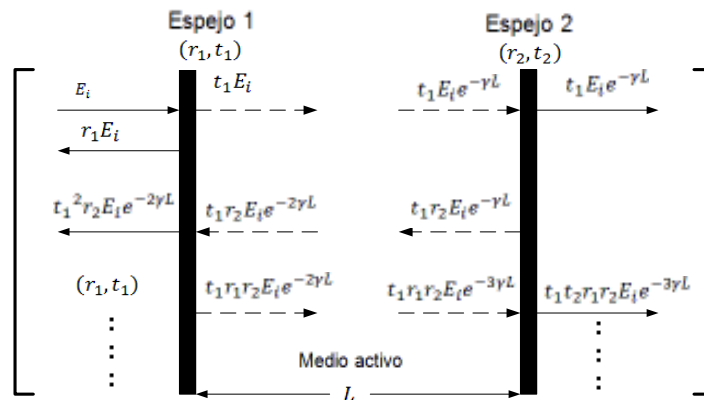


Figura 1. 2 Comportamiento de la señal de campo eléctrico en un filtro Fabry-Perot [1]

Se aprecia en la figura cómo se comporta el haz incidente al ingresar a un filtro Fabry-Perot. Para el efecto se considera un campo eléctrico de entrada E_i ; que al incidir sobre el espejo 1 del filtro se divide en dos partes, la primera $r_1 E_i$ es reflejada por la cavidad, y

la segunda $t_1 E_i$ penetra la cavidad y se propaga por el medio material hasta llegar al espejo 2 [1].

Antes de continuar con la explicación de cómo actúa el haz al llegar al espejo 2, es necesario conocer algunos términos, para el estudio de la función de transferencia del filtro Fabry-Perot, el primero es la constante de propagación del medio material (γ) dada por [3]:

$$\gamma = \frac{\alpha}{2} + j\beta$$

Ecuación 1.4 Constante de propagación del medio material [1]

Donde α es la atenuación y β es la constante de fase. Si la atenuación es mayor que cero expresa pérdidas del material y si es menor que cero representa su ganancia, la constante de fase (β) se calcula con la Ecuación 1.5, en la cual n es el índice de refracción del medio interno y ω es la frecuencia angular [1].

$$\beta = \frac{n\omega}{c} = \frac{2\pi n}{\lambda}$$

Ecuación 1.5 Constante de Fase [1]

Con los términos expuestos, el campo eléctrico que va a incidir sobre el espejo 2 es $t_1 E_i e^{-\gamma L}$; esta onda se divide de la misma forma que en el espejo 1 en dos partes: la primera $t_1 t_2 E_i e^{-\gamma L}$ atraviesa el espejo, y la segunda $t_1 r_2 E_i e^{-2\gamma L}$ se refleja, realimenta y se propaga de nuevo hacia el espejo 1 [1].

Ahora la onda incidente en el espejo 1 será $t_1 r_2 E_i e^{-2\gamma L}$, una fracción que saldrá del espejo 1 hacia el exterior será $t_1^2 r_2 E_i e^{-2\gamma L}$ y la otra fracción $t_1 r_1 r_2 E_i e^{-2\gamma L}$ se vuelve a realimentar y a propagar, esto se cumple de manera sucesiva hasta obtener la salida E_s que es la señal de salida total del espejo 2 y que está constituida por la sumatoria de campos eléctricos extraídos de la cavidad², generada por las sucesivas vueltas de la señal por la cavidad [1].

Para la obtención de la función de transferencia del filtro Fabry-Perot se hace referencia a la Figura 1.3 que presenta el diagrama de flujo representativo de este filtro.

² Cavidad: dispositivo que contiene rayos luminosos reflejados y confinados entre dos espejos paralelos.

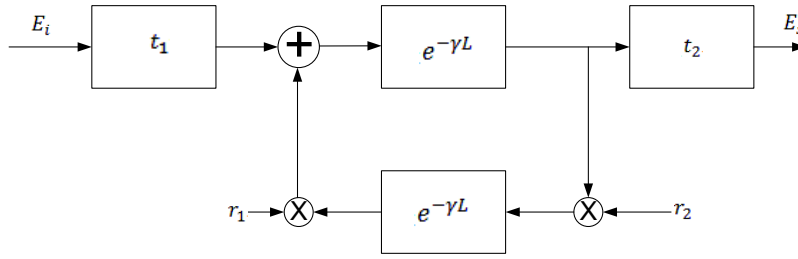


Figura 1. 3 Diagrama de flujo representativo del filtro Fabry-Perot [1]

La entrada se representa por E_i , los coeficientes de reflexión y transmisión son t_1 , t_2 , r_1 y r_2 para cada uno de los espejos, se observa también la realimentación que se genera dentro de la cavidad entre la entrada y la salida del filtro Fabry-Perot. La fórmula matemática del campo eléctrico en la salida (E_s) obtenida del diagrama de flujo del filtro Fabry-Perot de la Figura 1.3 es:

$$E_s = E_i t_1 t_2 e^{-\gamma L} \left[1 + r_1 r_2 e^{-2\gamma L} + (r_1 r_2 e^{-2\gamma L})^2 + \dots = \frac{t_1 t_2 e^{-\gamma L}}{1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}} \right]$$

Ecuación 1.6 Salida E_s del filtro Fabry-Perot [1]

Con la Ecuación 1.6 se obtiene la función de transferencia del filtro Fabry-Perot:

$$T(f) = \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2 = \frac{(1 - A_1 - R_1)(1 - A_2 - R_2)G_s}{(1 - \sqrt{R_1 R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)}$$

Ecuación 1.7 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot [1]

Donde se observa un factor relacionado con la atenuación (G_s), el cual se expresa como:

$$G_s = e^{-\alpha L}$$

Ecuación 1.8 Factor relacionado con la atenuación [1]

El rango espectral libre conocido por sus siglas en inglés como *FSR* (*Free Spectral Range*), será estudiado más adelante en la presente sección, se calcula como:

$$FSR = \frac{1}{2\tau}$$

Ecuación 1.9 Rango Espectral Libre [1]

Donde τ es el tiempo que tarda la señal en viajar del espejo 1 hacia el espejo 2, el cual se determina como:

$$\tau = \frac{nL}{c}$$

Ecuación 1.10 Tiempo de la señal en viajar de un espejo a otro [1]

Siendo L la longitud de la cavidad, c la velocidad de la luz en el vacío (299 792 458 m/s) y n el índice de refracción del medio interno.

Generalmente el material que compone la cavidad puede suponerse pasivo y sin pérdidas, ($\alpha = 0 \rightarrow G_s = 1$) [1], la función de transferencia será:

$$T(f) = \frac{(1 - A_1 - R_1)(1 - A_2 - R_2)}{(1 - \sqrt{R_1 R_2})^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} \sin^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)}$$

Ecuación 1.11 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot pasiva y sin pérdidas [3]

Los materiales con los que son producidos los espejos del filtro Fabry-Perot generalmente son iguales, entonces se puede considerar que: la reflectividad en cada espejo es equivalente ($R_1 = R_2 = R$), las pérdidas de la señal en cada espejo también lo son ($A_1 = A_2 = A$), con esto la función de transferencia representativa para el filtro Fabry-Perot es:

$$T(f) = \frac{(1 - A - R)^2}{(1 - R)^2 + 4R \sin^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)}$$

Ecuación 1.12 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot con reflectividad (R) y pérdidas de la señal (A) [3]

En la Figura 1.4 se aprecia la función de transferencia de un filtro Fabry-Perot en función de la frecuencia normalizada. El ancho de los picos de la función de transferencia que se observa en la figura incrementa o disminuye en función de los diferentes valores de reflectividad, de esta manera para valores de reflectividad cercanos a la unidad los picos de transmisión son muy estrechos, en tanto que para valores de reflectividad alrededor de cero los picos son anchos.

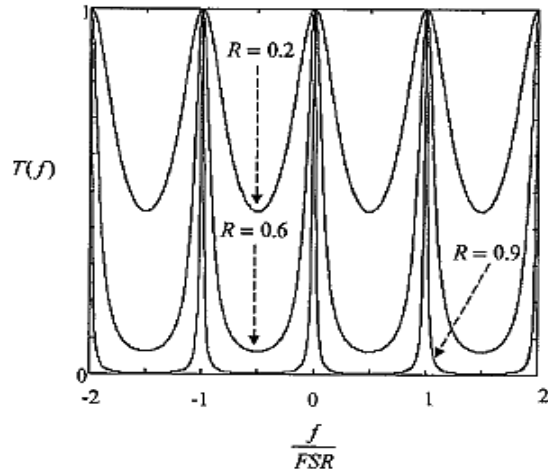


Figura 1. 4 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot [1]

c) Parámetros característicos del filtro Fabry-Perot

En base a la Figura 1.4, se puede determinar varios parámetros característicos del filtro Fabry-Perot como:

- **Período**

El valor del período es determinado con el cálculo del rango espectral libre conocido como FSR , que representa la banda de frecuencias utilizable para el filtro Fabry-Perot, cuya expresión matemática se presenta en la Ecuación 1.9 mencionada en la descripción del funcionamiento del filtro Fabry-Perot, en la cual el FSR se expresa como inversamente proporcional a dos veces el tiempo (τ) que tarda la señal en viajar de un espejo a otro, y su representación gráfica se ve en la Figura 1.5 [1]:

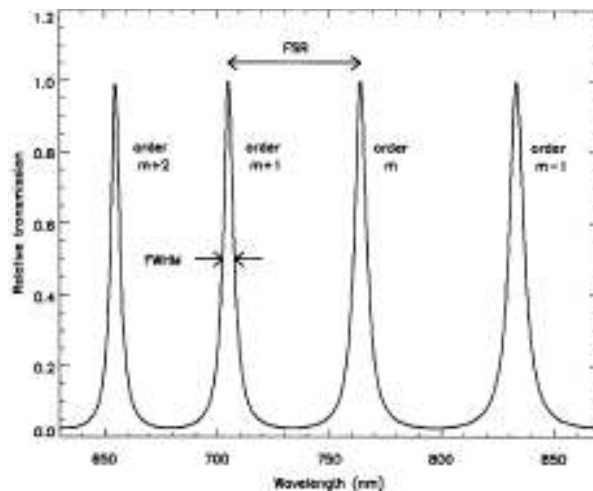


Figura 1. 5 Periodicidad de la función de transferencia del filtro Fabry-Perot [4]

Los parámetros del filtro Fabry-Perot pueden ser estudiados en función de la longitud de onda o de la frecuencia, en ambos casos el filtro actúa de igual manera. En la Figura 1.5 se aprecia que el FSR está representado gráficamente como el espacio de longitud de onda o frecuencia que existe entre dos picos de longitudes de onda o frecuencias de resonancia máximos y, es periódico a lo largo de todo el eje de frecuencia. Al reemplazar la equivalencia del tiempo de retardo (τ) en la Ecuación 1.9 correspondiente al FSR , se obtiene:

$$FSR = \frac{c}{2nL}$$

Ecuación 1.13 Relación de FSR con la longitud de la cavidad L del filtro Fabry-Perot [1]

Finalmente, el FSR constituye la separación entre resonancias consecutivas y representa el rango de la banda de frecuencias utilizable, también llamado rango de sintonía del filtro Fabry-Perot, lo que significa que no se puede usar una banda de frecuencias superior a la del parámetro FSR [3] [5] [6].

- **Bandas pasantes y anchura del pico de transmisión**

Las bandas pasantes o resonancias pueden ser caracterizadas por la anchura de la banda total a mitad de máximo conocida como $FWHM$ (*Full Width at Half Maximum*) que expresa la medida de la anchura del pico de transmisión en la mitad de la intensidad, la expresión matemática está dada por [3]:

$$FWHM = \frac{c}{2\pi nL} \arcsen\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)$$

Ecuación 1.14 $FWHM$ del filtro Fabry-Perot [3]

Se puede concluir que $FWHM$ del filtro Fabry-Perot es dependiente de los valores de reflectividad de los espejos (R), del índice de refracción del medio interno (n) y de la longitud de la cavidad (L). Si la reflectividad es muy alta, disminuye el $FWHM$ y por tanto mejora la selectividad del filtro con bandas de paso estrechas, en cambio si la reflectividad es cercana a cero aumenta el $FWHM$ con bandas de paso más amplias.

- **Selectividad**

La finura (F) es la medida de selectividad del filtro Fabry-Perot es descrita como:

$$F = \frac{FSR}{FWHM}$$

Ecuación 1.15 Finura del filtro Fabry-Perot en función de FSR y FWHM [3]

La finura (F) establece una relación de cuántas frecuencias a un $FWHM$ determinado pueden estar contenidas dentro del FSR .

La finura también puede ser obtenida en función de la reflectividad, como se expresa en la Ecuación 1.16, en la que se aprecia que el parámetro de finura siempre es mejor cuando la reflectividad se acerca más a la unidad, debido a que su anchura se vuelve más estrecha, prácticamente infinitesimal [2].

$$F = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\arcsen\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)} \rightarrow F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \Big|_{\text{si } R \rightarrow 1}$$

Ecuación 1.16 Finura del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad [3]

- **Sintonizabilidad**

La sintonizabilidad es un parámetro que permite al filtro Fabry-Perot situarse en una frecuencia que esté dentro del rango del FSR , para lo cual es necesario que el filtro haga uso de mecanismos que le permitan mover la banda pasante hacia la frecuencia seleccionada.

Para conseguir que el filtro pueda desplazarse a una resonancia dentro del rango espectral libre (FSR), se debe alterar la fase que la señal experimenta al atravesar la cavidad, por lo que es necesario modificar el valor del producto de la constante de fase por la longitud de la cavidad (βL) [1].

Actualmente, lo que se hace es variar el valor de la longitud de la cavidad L a un valor $L + \Delta L$, la medida del ΔL depende de un punto concreto al que se desee desplazar la banda pasante (λ_s) dentro del período espectral del filtro [1].

El máximo valor para ΔL debe cumplir:

$$\beta \Delta L = \pi \rightarrow \Delta L = \frac{\lambda_s}{2n}$$

Ecuación 1.17 Variación de la longitud de la cavidad [1]

Generalmente para variar el valor de la longitud se hace uso de un material piezoeléctrico³, debido a que al inyectar una tensión eléctrica al mismo permite que la distancia de la cavidad varíe. Existen dos maneras de colocar el piezoeléctrico en el filtro Fabry-Perot, la primera es colocarlo sobre y debajo de la cavidad, y la segunda colocarlo de la misma manera pero con mayor extensión de la cavidad, como se observa en la Figura 1.6 [1]:

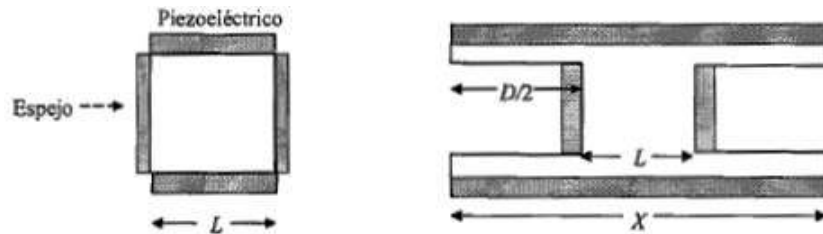


Figura 1. 6 Esquemas para la sintonización de filtros Fabry-Perot con piezoeléctricos [1]

La gráfica izquierda representa a un filtro Fabry-Perot con un piezoeléctrico de longitud equivalente a la cavidad (L), situado sobre y debajo de la misma; en la gráfica derecha se aprecia un piezoeléctrico en igual posición, pero con una longitud $X = L + D$, donde D es la longitud excedente del piezoeléctrico respecto a la longitud de la cavidad y cumple con la relación $X \gg D$ [1].

El máximo desplazamiento de frecuencia es diferente para los dos esquemas expuestos en la Figura 1.6, se calcula como:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{\Delta L}{L}$$

Ecuación 1.18 Máximo desplazamiento de frecuencia o longitud de onda en función del incremento de la longitud de la cavidad con un piezoeléctrico de longitud L [1]

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \left(\frac{X}{L}\right) \frac{\Delta X}{X} = \frac{\Delta X}{L}$$

Ecuación 1.19 Máximo desplazamiento de frecuencia o longitud de onda en función del incremento de la longitud de la cavidad con un piezoeléctrico de longitud X [1]

³ Piezoeléctrico: los materiales piezoeléctricos son cristales naturales o sintéticos que carecen de centro de simetría, al ser sometidos a tensiones eléctricas se produce en estos una deformación mecánica.

Donde Δf representa al rango espectral libre y f es la frecuencia central.

d) Tipos de filtros Fabry-Perot

Los filtros Fabry-Perot se clasifican en función de sus propiedades en:

- **Filtros Fabry-Perot fijos**

La característica esencial de estos filtros es que sus propiedades son siempre las mismas, las expresiones matemáticas para este tipo de filtros Fabry-Perot son las explicadas en las secciones anteriores [2].

- **Filtros Fabry-Perot sintonizables**

Los filtros Fabry-Perot sintonizables son conocidos como FFP-TF (*Fiber Fabry-Perot Tunable Filter*), permiten variar las longitudes de onda de paso basándose en las ecuaciones definidas para el resonador Fabry-Perot [2].

Según [2]: para un filtro de Fabry-Perot sintonizable, los extremos de la fibra se recubren con una capa de alta reflectividad, de manera que se configura así una cavidad Fabry-Perot con medio aire. El conjunto se sitúa en una cámara piezoeléctrica de manera que la separación entre los extremos de las fibras pueda variarse mediante una tensión eléctrica, aplicada desde el exterior sobre el material piezoeléctrico, como se observa en la Figura 1.7:

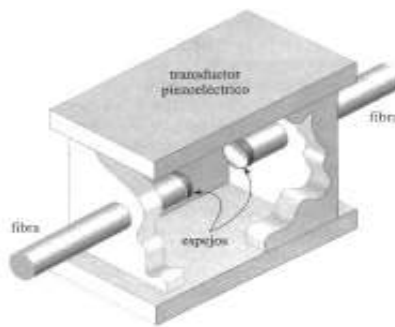


Figura 1. 7 Filtro Fabry-Perot sintonizable con material piezoeléctrico [2]

1.3.2. Filtro Mach-Zehnder

El filtro Mach-Zehnder resulta ser una aplicación del interferómetro Mach-Zehnder, el cual usa dos brazos diferentes, que le permiten obtener diferentes longitudes de onda con diferente fase en sus salidas.

Típicamente los interferómetros Mach-Zehnder son fabricados en óptica integrada y todo-fibra [7]: los dispositivos basados en todo-fibra se fabrican mediante la fusión y el estirado de fibras ópticas, en tanto que los dispositivos basados en óptica integrada incorporan distintos elementos en un mismo sustrato físico, con una fabricación complicada.

a) Estructura del filtro Mach-Zehnder

El filtro Mach-Zehnder se encuentra formado por dos acopladores direccionales de -3 dB ubicados a la entrada y salida y, dos brazos de longitudes L y $L + \Delta L$, como se presenta en la Figura 1.8 [8] [9]:

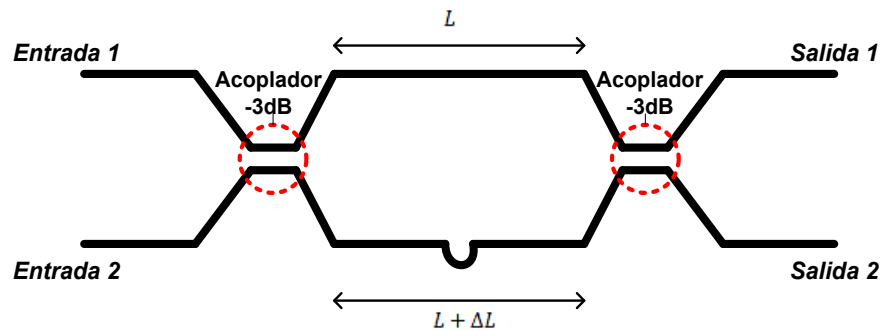


Figura 1. 8 Estructura del filtro Mach-Zehnder [9]

El primer acoplador del filtro Mach-Zehnder de la figura, recibe las señales, las une y las divide en dos partes con igual intensidad, dirigidas hacia los brazos L y $L + \Delta L$, al terminar de viajar por los brazos las señales ingresan al segundo acoplador, el cual actúa de igual manera que el primero y dirige las señales hacia las salidas 1 y 2.

b) Funcionamiento del filtro Mach-Zehnder

Debido a que habitualmente el filtro Mach-Zehnder opera como demultiplexor (una sola entrada y dos salidas), se estudia su funcionamiento de esta manera. La señal ingresa a la entrada 1 como se observa en la Figura 1.8 y llega hasta el primer acoplador en donde se divide la potencia por igual en los dos brazos, en el brazo con longitud $L + \Delta L$ la señal acoplada experimenta un desfase de $\frac{\pi}{2}$ con respecto a la señal del otro brazo. Las señales al terminar de propagarse por los dos brazos, ingresan al segundo acoplador en donde la señal del brazo $L + \Delta L$ vuelve a desfasarse un adicional $\beta\Delta L$, este desfase se debe a la diferencia de longitud que se presenta entre los dos caminos. En la salida 1, la señal del brazo $L + \Delta L$ sufre un retraso de $\frac{\pi}{2}$ respecto a la señal del brazo L . En consecuencia en la salida 1 se va a tener una diferencia total de fase relativa entre las

dos señales de $\frac{\pi}{2} + \beta\Delta L + \frac{\pi}{2}$ que da como resultado $\beta\Delta L + \pi$. En la salida 2, la señal proveniente del brazo L sufre un cambio de fase de $\frac{\pi}{2}$ quedando la diferencia de fase relativa entre las dos señales $\frac{\pi}{2} + \beta\Delta L - \frac{\pi}{2}$ que da como resultado $\beta\Delta L$ [9].

Para que las señales no se cancelen en las salidas se considera que $\beta\Delta L = k\pi$, en esta relación se establece que [8]: las señales que pasan de la entrada 1 a la salida 1 son las que tienen un $\beta\Delta L = k\pi$ siendo k impar y las señales que pasan de la entrada 1 a la salida 2, son las que tienen un $\beta\Delta L = k\pi$ siendo k par.

Suponiendo que [8]: la diferencia entre las longitudes de la trayectoria es ΔL y que solo la entrada 1 está activa. Se puede demostrar que la función de transferencia para el filtro Mach-Zehnder es:

$$\begin{pmatrix} T_{11}(f) \\ T_{12}(f) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sen}^2(\beta\Delta L/2) \\ \text{cos}^2(\beta\Delta L/2) \end{pmatrix}$$

Ecuación 1.20 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder [8]

En donde $T_{ij}(f)$ es la función de transferencia para la entrada i con salida j , y $\beta\Delta L = \Delta\phi = 2\pi n f \Delta L / c$ es la diferencia de fase; que constituye un parámetro clave en la función de transferencia del filtro, esto se aprecia gráficamente en la Figura 1.9, en la cual la función de transferencia del filtro Mach-Zehnder posee una característica sinusoidal en cada una de las salidas del filtro, así en la salida 1 se tiene una señal seno y en la salida 2 se encuentra una señal coseno, ambas señales presentan características aparentemente parecidas.

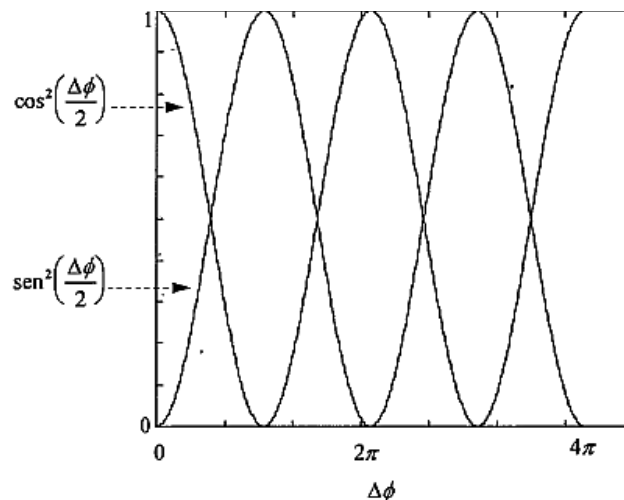


Figura 1. 9 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder [1]

c) Parámetros característicos del filtro Mach-Zehnder

Los parámetros característicos del filtro Mach-Zehnder son muy parecidos a los del filtro Fabry-Perot, debido a que los dos son filtros interferenciales, entre los más importantes se tienen los siguientes:

- **Período**

El período se caracteriza por el rango espectral libre (FSR), se obtiene de la siguiente expresión:

$$FSR = \frac{1}{\tau}$$

Ecuación 1.21 Rango espectral libre del filtro Mach-Zehnder [9]

Donde τ representa el tiempo de retardo y se calcula como:

$$\tau = \frac{n\Delta L}{c}$$

Ecuación 1.22 Tiempo de retardo [9]

Donde n es el índice de refracción, ΔL es la diferencia de longitud entre los dos brazos y c es la velocidad de la luz en el vacío.

- **Anchura de la banda total a mitad del máximo**

En el caso del filtro Mach-Zehnder la anchura de la banda total a la mitad del máximo ($FWHM$) es diferente para la salida seno y coseno.

- **FWHM para salida seno**

El $FWHM$ para la salida seno del filtro Mach-Zehnder se muestra en la Figura 1.10:

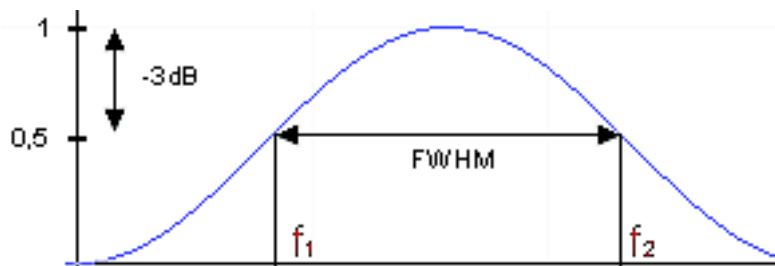


Figura 1. 10 Salida seno del filtro Mach-Zehnder [9]

FWHM en la salida seno del filtro Mach-Zehnder, está limitada por las frecuencias f_1 y f_2 , matemáticamente se expresa como:

$$FWHM = f_2 - f_1$$

Ecuación 1.23 *FWHM* para salida seno del filtro Mach-Zehnder [9]

Las frecuencias f_1 y f_2 pueden ser calculadas igualando la función del seno a -3 dB:

$$10 \log \left(\sin^2 \left(\frac{\pi f}{FSR} \right) \right) = -3dB \rightarrow \frac{\pi f}{FSR} \approx 0.78$$

Ecuación 1.24 Relación de función de transferencia a media potencia [9]

Si se considera que $\frac{\pi f}{FSR} = x_1$ y $x_2 = \pi - x_1$, se tiene que $x_1 = 0.78$ y $x_2 = 2.36$. Los resultados de estas variables permiten simplificar el cálculo de las frecuencias f_1 y f_2 , las cuales se encuentran en función del rango espectral libre, están dadas por:

$$f_1 = \frac{x_1 FSR}{\pi} \rightarrow f_1 = \frac{0.78 (FSR)}{\pi}$$

Ecuación 1.25 Obtención de f_1 [9]

$$f_2 = \frac{x_2 FSR}{\pi} \rightarrow f_2 = \frac{2.36 (FSR)}{\pi}$$

Ecuación 1.26 Obtención de f_2 [9]

- **FWHM para la salida coseno**

FWHM para la salida coseno del filtro Mach-Zehnder se presenta en la Figura 1.11:

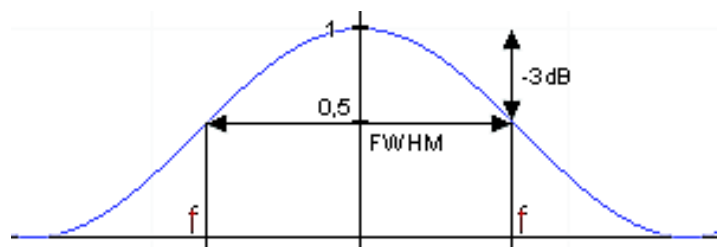


Figura 1. 11 Salida coseno del filtro Mach-Zehnder [9]

FWHM en la salida coseno del filtro Mach-Zehnder, está limitada por la frecuencia f , su cálculo matemático está dado por:

$$FWHM = 2f$$

Ecuación 1.27 *FWHM* para la salida coseno del filtro Mach-Zehnder [9]

La frecuencia f se puede obtener al igualar la función de transferencia coseno a -3 dB:

$$10 \log \left(\cos^2 \left(\frac{\pi f}{FSR} \right) \right) = -3dB \rightarrow \frac{\pi f}{FSR} = x \approx 0.78$$

Ecuación 1.28 Relación de función de transferencia a media potencia [9]

Con $x \approx 0.78$ se simplifica el cálculo de la frecuencia f :

$$f = \frac{x (FSR)}{\pi} \rightarrow f = \frac{0.78 (FSR)}{\pi}$$

Ecuación 1.29 Cálculo de la frecuencia f en la salida coseno [9]

- **Finura**

La finura representa la relación existente entre el *FSR* y el *FWHM*, y está dada por:

$$F = \frac{FSR}{FWHM}$$

Ecuación 1.30 Finura del filtro Mach-Zehnder [9]

1.3.3. Filtro AWG

El filtro AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) es parte de la familia de filtros PLC (*Planar-Lightwave-Circuit*), los cuales son dispositivos basados en arreglos de guías de onda con bajas pérdidas [10] [11].

Los primeros estudios de este tipo de filtros se dieron en el Siglo XX, según [11]: fue dado a conocer por primera vez en el año de 1988 por M.K Smit, quien lo estudió como PHASAR (*Phased Arrays*), y del cual se hicieron posteriores estudios en el año de 1990

por H. Takahashi quien lo nombró como AWG que es el término más usado actualmente, y finalmente en 1991, C. Dragone lo estudió como WGR (*Waveguide Grating Routers*).

Las tecnologías empleadas para la realización de los filtros AWG son:

- **Sílice sobre silicón (SoS):** Esta tecnología es la más usada en el mercado, debido a que presenta bajas pérdidas de propagación ($< 0.05 \text{ dB/cm}$).
- **Fosforo de indio (InP):** Está basada en tecnología de semiconductor y constituye una tecnología dominante para trabajar en tercera ventana óptica que está situada en 1550 nm .
- **Otras:** Tecnología de polímeros basada en semiconductor y niobato de litio.

Algunas aplicaciones destacadas de los AWG son: multiplexor/ demultiplexor para redes WDM, procesamiento de la señal, mediciones, entre otras.

a) Estructura del filtro AWG

El filtro AWG se encuentra compuesto por cinco partes principales: guías de onda de entrada, guías de onda de salida, región de propagación libre 1 abreviada por FPR-1 (*Free Propagation Region*), región de propagación libre 2 conocida como FPR-2 y la matriz de guías de onda dispersiva, tal y como se muestra en la Figura 1.12 [12]:

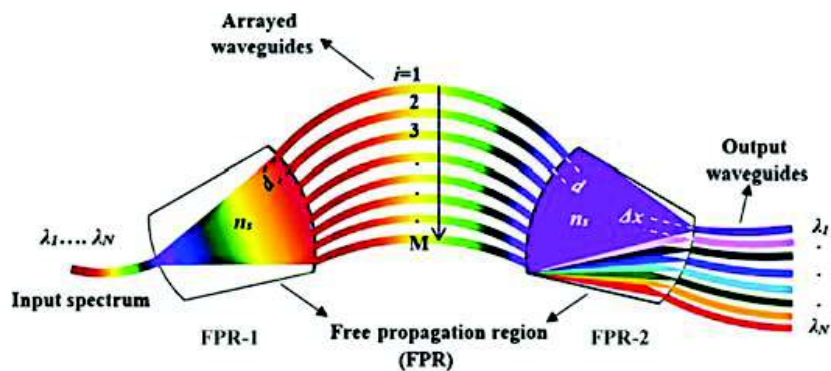


Figura 1. 12 Estructura del filtro AWG [12]

El haz de luz llega al filtro AWG de la figura y se propaga por las guías de onda de entrada, al llegar a la zona FPR-1 se difracta libremente hacia la matriz de guías de onda, en cada guía viaja una copia de la señal transmitida pero con un retardo de fase, al alcanzar a la zona FPR-2 se difractan nuevamente las copias que viajaban en cada guía de onda, obteniéndose en las guías de onda de salida cada copia con un retardo de fase diferente, lo que genera interferencia constructiva [12].

La longitud del arreglo de las guías de onda, se escoge de tal manera que la diferencia entre las distancias de trayectorias para guías de onda adyacentes, sea igual a un múltiplo entero de la longitud de onda central (λ_c) del filtro AWG.

b) Función de transferencia del filtro AWG

El estudio de la función de transferencia del filtro AWG se basa en la Figura 1.13, en la que se observa un filtro AWG con N entradas, N salidas y M guías de onda de entrada y salida de los acopladores, cada una de las cuales presenta una fase determinada por las longitudes de onda que transmiten.

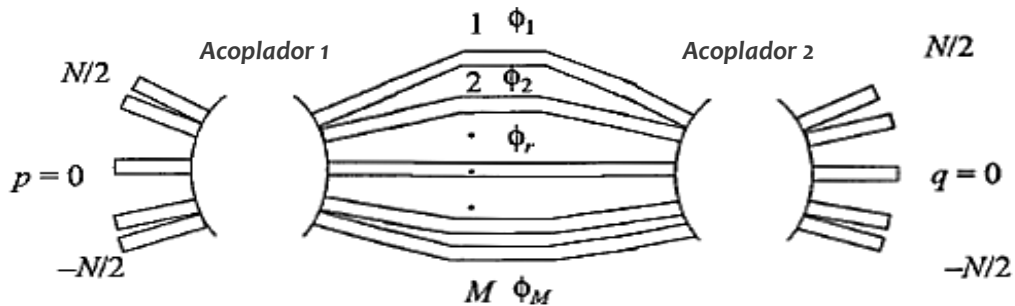


Figura 1. 13 Esquema detallado del filtro AWG [1]

Para el estudio de la función de transferencia del filtro AWG especificada por la Ecuación 1.31, se usa la guía de onda p en la entrada y la guía de onda q a la salida, se considera P como la potencia de la señal a la entrada de las guías de onda p , r es la guía de onda que conecta los dos acopladores, ϕ_r es la fase determinada por las longitudes de la guía de onda r , P_r^s representa la potencia a la salida del primer acoplador [1].

$$T_{pq} = \frac{|\sum_{r=1}^M P_r^s e^{j\phi_r}|^2}{P^2}$$

Ecuación 1.31 Función de transferencia del filtro AWG [1]

c) Parámetros característicos del filtro AWG

Los parámetros característicos más importantes del filtro AWG son:

- **Diferencia de longitud entre guías de onda vecinas**

La diferencia de longitud (ΔL) entre guías de onda vecinas de la matriz, es igual a un número entero m de longitudes de onda dentro de un filtro AWG [11].

$$\Delta L = m \frac{\lambda_c}{n_{eff}}$$

Ecuación 1.32 Diferencia de longitud entre guías de onda [11]

Donde m es el orden⁴ de la matriz de guías de onda, λ_c es la longitud de onda central en el vacío del filtro AWG, n_{eff} ⁵ es el índice de refracción efectivo del modo guiado y $\frac{\lambda_c}{n_{eff}}$ corresponde a la longitud de guías de onda dentro de la matriz [11].

Según [11]: la diferencia de longitud de las guías de onda adyacentes y la diferencia de fase se encuentran directamente relacionadas como:

$$\Delta\phi = \beta\Delta L$$

Ecuación 1.33 Relación entre la diferencia de fase y variación de la longitud [11]

Donde la constante de propagación de las guías de onda (β), se encuentra representada por la Ecuación 1.34, en la cual V es la frecuencia de propagación de la onda.

$$\beta = \frac{2\pi V n_{eff}}{c}$$

Ecuación 1.34 Constante de propagación de las guías de onda [11]

- **Período**

El período se caracteriza por el rango espectral libre (FSR), se calcula con la Ecuación 1.35, en la que n_g es el índice de grupo y V_c es la frecuencia central del filtro AWG.

$$FSR = \frac{V_c}{m} \left(\frac{n_{eff}}{n_g} \right)$$

Ecuación 1.35 Rango espectral libre del filtro AWG [11]

⁴ Orden: es un múltiplo entero de la longitud de onda generado por la diferencia de la trayectoria de los rayos adyacentes en interferencia constructiva [78].

⁵ El índice de refracción efectivo determina el índice de refracción que experimenta un modo de propagación en razón a su velocidad de grupo [79].

- **Pérdidas por inserción**

La señal óptica transmitida en un filtro AWG se puede atenuar por diferentes motivos, la contribución más importante de pérdidas se encuentra en las uniones de las zonas FPR y en la matriz de guías de onda.

Las pérdidas por inserción [11]: aumentan desde los canales centrales hacia los periféricos en una cierta variación denominada no uniformidad, como se aprecia en la Figura 1.14, los valores típicos de esta variación se encuentran entre 2 dB y 3 dB.

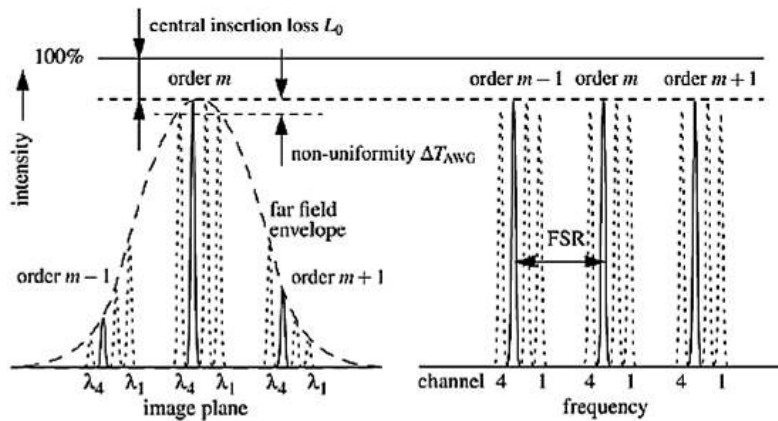


Figura 1. 14 Respuesta en frecuencia en la salida del filtro AWG [11]

La medida de no uniformidad se toma desde el pico máximo de transmisión correspondiente al canal central de cada puerto de salida, hacia los canales periféricos como consta en la Figura 1.14, en la cual también se puede observar la periodicidad del filtro AWG. La no uniformidad se encuentra relacionada también con el *FSR*, de manera que si se elige un *FSR* que numéricamente sea *N* veces el espacio entre canales, entonces los canales que se encuentran alrededor del lóbulo principal experimentarán 3 dB más de pérdidas y a medida que aumente *FSR* la no uniformidad se reducirá [11].

La no uniformidad (ΔT_{AWG}) se calcula como:

$$\Delta T_{AWG} = -10 \log \frac{T_{1,N}}{T_C}$$

Ecuación 1.36 No uniformidad [11]

Donde $T_{1,N}$ es la transmisión de los canales externos del 1 al *N* y T_C es la transmisión del canal central.

- **Atenuación en el canal central**

Se puede calcular la atenuación en el canal central (A_0) en función de la transmisión del canal central T_c , de la siguiente manera:

$$A_0 = -10\log T_c$$

Ecuación 1.37 Atenuación del canal central [11]

- **Forma de banda de paso**

La banda de paso es [13]: el ancho de banda simétrico especificado alrededor de la frecuencia central, donde se definen los parámetros del filtro AWG.

En un filtro AWG se puede encontrar dos formas de banda de paso: gaussiana y plana.

- **Diafonía**

La diafonía o *crosstalk* es la interferencia entre señales ópticas adyacentes. En un filtro AWG se presenta generalmente la diafonía de canal adyacente y no adyacente [13]: la diafonía de canal adyacente es la transmisión más alta dentro de una banda de paso adyacente referenciada a la transmisión más baja dentro de la banda de paso de canal seleccionada. La diafonía de canal no adyacente es la transmisión más alta dentro de una banda de paso no adyacente referenciada a la transmisión más baja dentro de la banda de paso de canal seleccionada.

Los filtros AWG con tecnología *SoS* presentan valores de diafonía mayores a 35 dB y los filtros AWG con tecnología *InP* presentan valores de diafonía entre 5 – 10 dB [11].

d) Tipos de filtros AWG

La clasificación de los filtros AWG se establece en función del material en el que se encuentran desarrolladas sus guías de onda. Así en el mercado se puede encontrar guías de onda basadas en sílice sobre silicón (*SoS*) y en fosfuro de indio (*InP*).

- **Filtros AWG basados en tecnología *SoS***

Son los más importantes tipos de filtros AWG, aplicados en redes WDM como multiplexores y demultiplexores que predominan en las redes ópticas actuales. Una de las principales características para este tipo de filtros AWG es que los valores típicos de pérdidas por inserción varían entre 2 y 3 dB. Los principales proveedores de filtros AWG basados en tecnología *SoS* son: ANDevices, Gemfire, JDS Uniphase y Wavesplitter de

Estados Unidos, Hitachi-Cable, NEC y NEL de Japón, PPI de Corea del Sur y NKT de Dinamarca. Estos filtros poseen banda de paso de característica gaussiana y plana. En general en el mercado se encuentran de característica gaussiana, a pesar de que en los últimos años se ha comercializado más los de característica plana [11].

- **Filtros AWG basados en tecnología *InP***

Los filtros AWG basados en la tecnología *InP* son diferentes a los de la tecnología *SoS*, en tamaño son más reducidos y pueden tener hasta 66 canales con una diafonía de 20 dB. Los caracteriza el hecho de que pueden ser integrados en una sola pieza con otros dispositivos como láseres, amplificadores ópticos semiconductores (SOA), moduladores e interruptores RF, convertidores de longitud de onda, regeneradores de señal y detectores [11].

1.3.4. Filtros basados en redes de difracción de Bragg

Las redes de difracción son componentes que se encuentran grabadas en el núcleo de una fibra óptica, esto se lo hace con diferentes técnicas de grabado.

a) Técnicas para el grabado de las redes de difracción de Bragg

Las técnicas para el grabado de las redes de difracción de Bragg, se basan en la fotosensibilidad⁶ de fibras ópticas al ser expuestas a la luz ultravioleta, existen técnicas internas o externas, las más usadas son las externas que se dividen en interferométrica y no interferométrica.

- **Técnica de escritura interna de las redes de difracción de Bragg**

La formación de redes de difracción permanentes en una fibra óptica [14]: fue demostrada en 1978 por K. O. Hill y colaboradores en el Centro de Investigación de Comunicaciones de Canadá. Su demostración consistió en la radiación de un haz láser de iones de argón operando a 488 nm en una fibra óptica que se encontraba dopada con germanio, observaron que la potencia reflejada aumentó después de varios minutos, hasta que el total de la intensidad de la luz fue reflejada. Véase Figura 1.15:

⁶ Fotosensibilidad: radiación con luz ultravioleta a fibras ópticas que permite la modificación del índice de refracción del núcleo de las fibras.

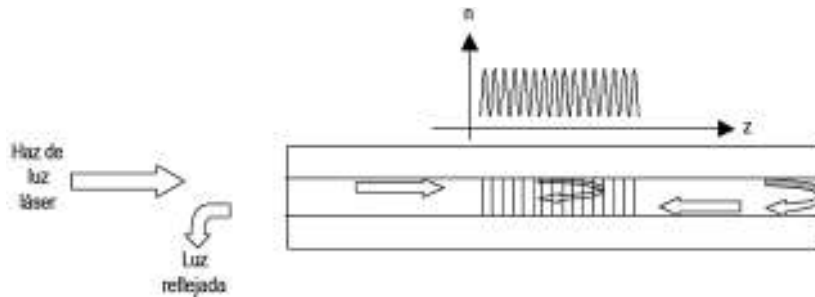


Figura 1. 15 Redes de difracción de Hill por el método de escritura interna [14]

Se observa la interferencia del haz de luz láser entre el haz que viaja a lo largo de la fibra y el que viaja en sentido opuesto. De acuerdo con las investigaciones realizadas por K.O. Hill y sus colaboradores, concluyeron que se había formado una red de difracción de Bragg en el núcleo de la fibra óptica. A la técnica de generar redes de difracción de Bragg encontrada por Hill, posteriormente la denominaron redes de difracción de Hill.

- **Técnica interferométrica de las redes de difracción de Bragg**

La técnica interferométrica consiste en que la luz ultravioleta del láser es dividida en dos haces, como se observa en la Figura 1.16:

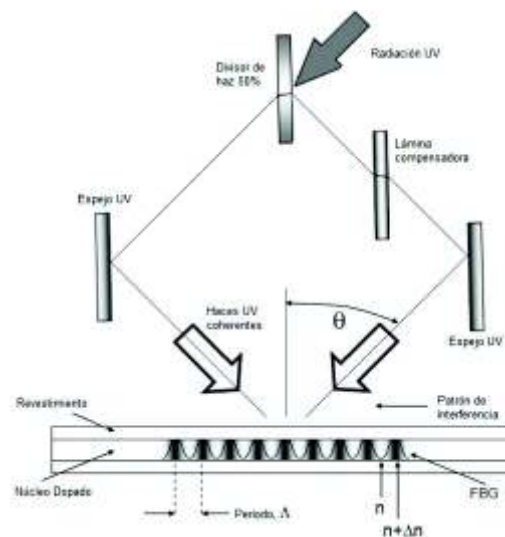


Figura 1. 16 Técnica interferométrica de las redes de difracción de Bragg en fibra [15]

La recombinación de los dos haces se hace mediante el uso de dos espejos como se aprecia en la figura, para generar un patrón de interferencia que incide en una fibra óptica creando el grabado.

Se presentaron dos ventajas importantes con esta técnica [14]: la primera ventaja fue que el grabado de las redes de difracción de Bragg con la técnica interferométrica, se lo hizo mediante la inscripción externa y, la segunda ventaja es que el período de la red de difracción varía en referencia al ángulo (θ) con el que los dos haces interfieren.

- **Técnica no interferométrica empleando máscara de fase de las redes de difracción de Bragg**

La técnica de máscara de fase para el grabado de las redes de difracción de Bragg en fibra óptica se describe con la Figura 1.17:

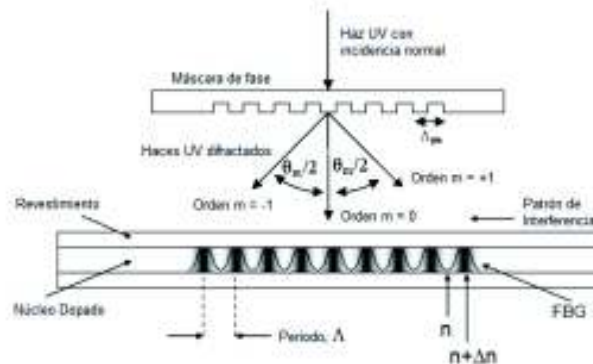


Figura 1. 17 Técnica de grabado de redes de difracción de Bragg en fibra mediante máscara de fase [15]

El funcionamiento de la máscara de fase⁷ se basa en la difracción de un rayo ultravioleta incidente en varios órdenes y su período depende del ángulo del orden difractado ($\theta_m/2$) y de la longitud de onda del haz ultravioleta. Cuando el haz ultravioleta incide con un ángulo cero sobre la máscara, se generan los órdenes difractados $-1, 0, +1$, el patrón de interferencia de los órdenes -1 y $+1$ formado en las cercanías de la máscara de fase produce franjas de interferencia con un período (Λ) equivalente a la mitad del período de la máscara de fase. Al colocar una fibra óptica sobre la máscara de fase se genera el grabado de las redes de difracción de Bragg en el núcleo de una fibra óptica con período Λ [16].

Actualmente, el grabado de las redes de difracción de Bragg, se lo realiza mediante las técnicas interferométricas y de máscara de fase, estas técnicas utilizan como fuente de luz ultravioleta a un láser.

⁷ Máscara de fase: dispositivo fabricado de un vidrio de sílice plano, donde se graban surcos con espaciamiento y profundidad constante.

Las redes de difracción de Bragg son implementadas como láseres, filtros, amplificadores, multiplexores y compensadores de dispersión.

Sus principales ventajas son: alta selectividad de la longitud de onda, bajas pérdidas por inserción debido a que es un componente fabricado en fibra y de poca longitud, muy baja dependencia con la polarización convirtiéndose en componentes adecuados para sistemas o redes de comunicaciones ópticas, buenas características como demultiplexores debido a que se los puede usar como filtros sintonizados y presentan anchuras espectrales muy estrechas y permiten la cancelación de la dispersión cromática en enlaces de fibra óptica en largas distancias.

b) Estructura de las redes de difracción de Bragg

Las redes de difracción de Bragg son formadas en un segmento corto de una fibra óptica monomodo, oscilan entre longitudes de pocos milímetros hasta varios centímetros, como se muestra en la Figura 1.18:

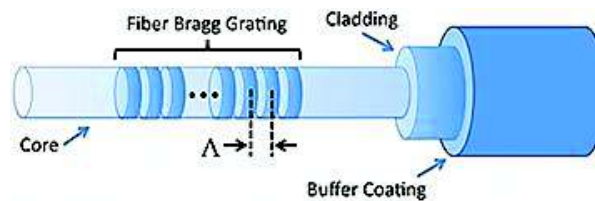


Figura 1. 18 Estructura de una red de difracción de Bragg [17]

Las estructuras planas paralelas dentro del núcleo de la fibra de la figura, tienen un espaciamiento llamado período (Λ), que se forman por el cambio del índice de refracción del núcleo a lo largo del eje de la fibra, este se produce debido a que una fibra óptica es expuesta a un patrón intenso de interferencia de luz ultravioleta este proceso se lo conoce como fotosensibilidad.

En la actualidad las fibras ópticas cuyo núcleo se encuentra dopado con germanio son las que presentan mayor sensibilidad y son las más usadas en los sistemas de comunicaciones ópticas presentando una amplitud de modulación en el índice de refracción del orden 10^{-5} a 10^{-3} , tomando como valores típicos los que varían en el orden de 10^{-4} [18].

El cambio del índice de refracción en el núcleo de una fibra óptica constituye el principio de funcionamiento de las redes de difracción de Bragg, de manera que, al incidir luz de cierto ancho espectral en el núcleo de una fibra óptica, parte de esta se refleja en los

planos de la red de Bragg y la otra parte es transmitida sin sufrir ninguna modificación, lo que hace que estas redes actúen como filtros pasa-banda en reflexión.

c) Funcionamiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg

El funcionamiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg se explica mediante la Figura 1.19:

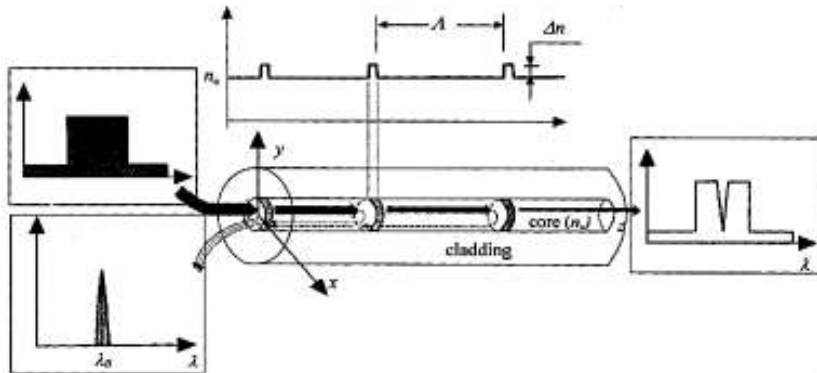


Figura 1. 19 Funcionamiento de un filtro basado en redes de difracción de Bragg [19]

Como se muestra en la figura, al incidir un haz de luz de una fuente de banda ancha en el núcleo de una fibra óptica, la luz se dispersa por cada uno de los planos de la red de difracción, esta señal presenta diferentes comportamientos en base a si se cumple o no la condición de Bragg.

Según [20]: la condición de Bragg satisface la conservación de energía y momento. La conservación de energía requiere que la frecuencia de la onda incidente y la frecuencia de la onda reflejada sea la misma ($\hbar\omega_i = \hbar\omega_f$).

En la Figura 1.20, el vector de la red de difracción (k), tiene una dirección normal a los planos de la red de difracción con una magnitud de $2\pi/\Lambda$, mientras que el vector de la onda incidente y de la radiación esparcida son iguales en magnitud y opuestos en dirección $|k_i| = |k_f|$ [20].

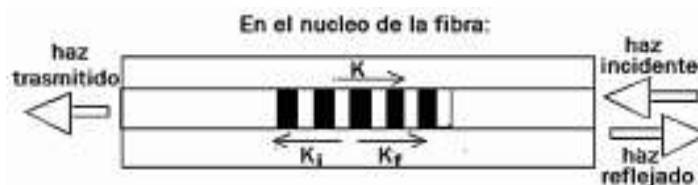


Figura 1. 20 Vectores de la onda incidente, de la red de difracción y de la luz esparcida, que se combinan para la conservación del momento [21]

La conservación del momento se expresa como:

$$2 \left[\frac{2\pi n_{eff}}{\lambda_B} \right] = \frac{2\pi}{\Lambda}$$

Ecuación 1.38 Conservación del momento [20]

Donde n_{eff} es el índice de refracción efectivo del modo de propagación fundamental de la fibra óptica (LP_{01})⁸ y Λ es el período de la red de difracción.

Con la simplificación de la Ecuación 1.38 se obtiene:

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda$$

Ecuación 1.39 Longitud de onda de resonancia de Bragg [20]

Donde λ_B es la longitud de onda de resonancia de Bragg en el espacio libre de la luz de entrada, que es reflejada por la red de difracción, es decir la longitud de onda en donde ocurre la máxima reflexión. La variación de cualquiera de los parámetros: n_{eff} , Λ y λ_B , hace que la respuesta espectral cambie.

Si la condición de Bragg no se cumple, la luz reflejada se desfasa progresivamente hasta que se cancela por completo. Adicionalmente, cuando la luz que no coincide con la longitud de onda de resonancia de Bragg experimenta una reflexión tenue en cada plano de la red de difracción, debido a la falta de coincidencia del índice de refracción, dicha reflexión se acumulará a lo largo de toda la red de difracción.

Si la condición de Bragg se cumple, las reflexiones en cada uno de los cambios del índice de refracción se suman de manera constructiva en la dirección opuesta a la propagación original, dando como resultado la formación de un pico de reflexión muy angosto centrado a la longitud de onda de resonancia de Bragg. El índice de refracción efectivo del modo de propagación fundamental de la fibra es:

$$n_{eff} = \sqrt{n_{núcleo}^2 - \left(\frac{u_{01}}{a (2\pi/\lambda)} \right)^2}$$

Ecuación 1.40 Índice de refracción efectivo de LP_{01} de una fibra óptica [22]

⁸ LP_{01} : modo de propagación único en una fibra óptica monomodo, corresponde al modo fundamental.

Donde $n_{núcleo}$ es el índice de refracción del núcleo, u_{01} es un parámetro de una fibra monomodo, a es el radio del núcleo y λ es la longitud de onda de operación. Para obtener el valor de $n_{núcleo}$ es necesario conocer el índice de refracción de la cubierta de una fibra óptica, para ello se hace uso de la Ecuación de Sellmeier⁹:

$$n_{cubierta}^2 = 1 + \frac{B_1\lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_1^2} + \frac{B_2\lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_2^2} + \frac{B_3\lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_3^2}$$

Ecuación 1.41 Ecuación de Sellmeier [22]

Donde $B_{1,2,3}$ y $\lambda_{1,2,3}$ son las constantes dependientes del material de fabricación de una fibra óptica. En este caso se toma en cuenta el material de dióxido de silicio, los valores correspondientes son: $B_1 = 0.6961663$, $\lambda_1 = 0.0684043 \mu m$, $B_2 = 0.4079426$, $\lambda_2 = 0.1162414 \mu m$, $B_3 = 0.8974794$, $\lambda_3 = 9.896161 \mu m$ [22]. Si para obtener el valor del $n_{núcleo}$ de la fibra óptica no se conoce el material, se puede usar la diferencia relativa de los índices de refracción:

$$\Delta = \frac{n_{núcleo} - n_{cubierta}}{n_{cubierta}}$$

Ecuación 1.42 Diferencia de índice de refracción [22]

Para determinar el número de modos¹⁰ que se propagan en una fibra óptica monomodo, se utiliza el parámetro de la frecuencia normalizada que está dado por:

$$V = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) a \sqrt{n_{núcleo}^2 - n_{cubierta}^2}$$

Ecuación 1.43 Frecuencia normalizada [22]

El valor de la frecuencia normalizada es adimensional y relaciona las características físicas: radio del núcleo (a), los índices de refracción tanto del núcleo ($n_{núcleo}$) como de la cubierta ($n_{cubierta}$) y la longitud de onda de operación (λ). Para fibras monomodo la frecuencia normalizada tiene un valor de $V < 2.405$ y para fibras multimodo un valor de $V > 2.405$ [23].

⁹ Ecuación de Sellmeier: expresión que se utiliza para determinar el índice de refracción n dependiente de la longitud de onda λ para ciertos tipos de materiales.

¹⁰ Modos: caminos para los rayos de luz [64].

La frecuencia normalizada, permite conocer el parámetro u_{01} correspondiente a una fibra monomodo, donde solo se propaga el modo fundamental LP_{01} :

$$u_{01} = \frac{(1 + \sqrt{2})V}{1 + \sqrt[4]{4 + V^4}}$$

Ecuación 1.44 Parámetro u_{01} [22]

d) Función de transferencia de los filtros basados en redes de difracción de Bragg

Las redes de difracción de Bragg se analizan con la teoría de modos acoplados¹¹ que se presenta en las Ecuaciones 1.45 y 1.46, las cuales describen el acoplamiento entre las ondas de propagación hacia adelante y hacia atrás a una frecuencia $\omega = 2\pi c/\lambda$, donde A_f y A_b son las amplitudes de campo de las dos ondas, que son empleadas con la finalidad de obtener la función de transferencia de estos filtros.

$$\frac{dA_f}{dz} = i\delta A_f + i\kappa A_b$$

Ecuación 1.45 Acoplamiento de la onda de propagación hacia adelante [24]

$$\frac{dA_b}{dz} = -i\delta A_b - i\kappa A_f$$

Ecuación 1.46 Acoplamiento de la onda de propagación hacia atrás [24]

Según [24]: las ecuaciones de modo acoplado pueden ser resueltas analíticamente. La función de transferencia de la red de difracción actúa como un filtro reflectivo:

$$H(\omega) = \frac{A_b(0)}{A_f(0)} = \frac{ik\sin(qL)}{q\cos(qL) - i\delta\sin(qL)}$$

Ecuación 1.47 Función de transferencia de la red de difracción [24]

Donde se tiene la igualdad $q^2 = \delta^2 - \kappa^2$, δ representa el vector de desintonización, κ es el coeficiente de acoplamiento y L es la longitud de la red de difracción.

¹¹ La teoría de modos acoplados es una buena herramienta para obtener información cuantitativa acerca de la eficiencia de difracción y respuesta espectral de una red de difracción de Bragg [16].

Cuando la longitud de onda incidente cae en la región $-\kappa < \delta < \kappa$, q se vuelve imaginaria, y la mayor parte de la luz es reflejada por la red de difracción (la reflectividad se vuelve casi al 100% para $\kappa L > 3$) [24].

e) Clasificación de los filtros basados en tipos de redes de difracción de Bragg

La respuesta espectral de las redes de difracción de Bragg depende del perfil de modulación del índice de refracción:

$$n(z) = n_o + \Delta n(z)$$

Ecuación 1.48 Perfil de modulación del índice de refracción [25]

Donde n_o es el índice de refracción promedio y $\Delta n(z)$ representa la modulación introducida en el núcleo de la fibra óptica. Con este último parámetro se distinguen los siguientes tipos de redes de difracción de Bragg: redes de difracción de Bragg uniformes, redes de difracción de Bragg apodizadas, entre otras. Para el presente estudio se hace énfasis en las redes de difracción de Bragg uniformes y apodizadas, expuestas a continuación:

1) Filtros basados en redes de difracción de Bragg uniformes

La modulación del índice de refracción para redes de difracción de Bragg uniformes, se observa en la Figura 1.21:

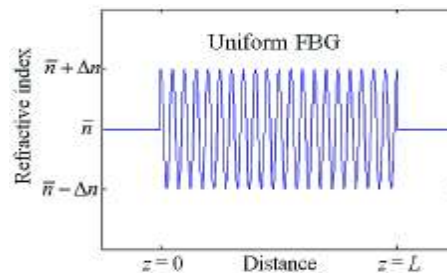


Figura 1. 21 Modulación del índice de refracción en una red de difracción de Bragg uniforme [26]

Para este tipo de redes de difracción, la amplitud de modulación del índice de refracción presenta una forma sinusoidal, con amplitud y período constante, la modulación introducida en el núcleo de la fibra óptica se define como $\Delta n(z) = \Delta n \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)$, al reemplazarla en la Ecuación 1.48 se obtiene:

$$n(z) = n_o + \Delta n \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda}z\right)$$

Ecuación 1.49 Perfil de modulación del índice de refracción para una red de difracción uniforme [25]

Donde Δn representa la amplitud de modulación del índice de refracción y z es la distancia a lo largo del eje de la fibra óptica, que va desde $z = 0$ a $z = L$.

- **Parámetros característicos de los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniformes**

Los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniformes poseen los siguientes parámetros característicos:

- **Reflectividad**

Es el porcentaje de luz que se refleja a la longitud de onda de resonancia de Bragg. Para dispositivos ideales sin pérdidas es uno menos la transmisividad, y su forma general es:

$$R(L, \lambda) = \frac{\kappa^2 \sinh^2(\gamma L)}{\delta^2 \sinh^2(\gamma L) + \gamma^2 \cosh^2(\gamma L)}$$

Ecuación 1.50 Reflectividad para una red de difracción de Bragg uniforme [27]

Donde $\delta = \beta - \pi/\Lambda$ es definido como el vector de onda de desintonización, $\beta = 2\pi n_{eff}/\lambda$ es la constante de propagación y $\gamma = \sqrt{\kappa^2 - \delta^2}$ [28]. En λ_B no hay el vector de onda de desintonización, por lo que $\delta = 0$, con el reemplazo de este valor en la Ecuación 1.50 se obtiene una expresión reducida de la reflectividad $R = \tanh^2(\kappa \cdot L)$, que es directamente proporcional al coeficiente de acoplamiento y a la longitud de la red de difracción.

- **Coefficiente de acoplamiento**

La amplitud de modulación del índice de refracción hace que exista un intercambio de energía entre los modos de la fibra óptica (modo progresivo¹² y modo regresivo¹³), la fuerza con la que se acoplan estos modos se llama coeficiente de acoplamiento:

¹² Modo progresivo: el haz incidente y la onda progresiva se encuentran en contrafase.

¹³ Modo regresivo: el haz incidente y la onda regresiva se encuentran en oposición de fase.

$$\kappa(z) = \frac{\pi}{\lambda_B} \Delta n g(z) v$$

Ecuación 1.51 Coeficiente de acoplamiento para una red uniforme [27]

Donde $g(z)$ se refiere a la función de apodización para una red de difracción de Bragg uniforme y v denota la visibilidad de los planos asociados con el cambio en el índice de refracción [27].

- **Bandwidth**

Es el ancho de banda medido entre los dos primeros ceros de la respuesta espectral de reflexión, a cada lado del pico máximo, el cual se determina como:

$$Bandwidth = \frac{\lambda_B^2}{\pi n_{eff} L} \sqrt{(\kappa L)^2 + \pi^2}$$

Ecuación 1.52 Bandwidth de un filtro basado en red de difracción de Bragg uniforme [2]

El *bandwidth* depende de la longitud de onda de resonancia de Bragg (λ_B), del índice de refracción efectivo (n_{eff}), del coeficiente de acoplamiento (κ) y de la longitud de la red de difracción (L).

- **Anchura de la banda total a mitad del máximo**

La anchura de la banda total a mitad del máximo (*FWHM*) de la red de difracción de Bragg, está dada por:

$$FWHM = \lambda_B s \sqrt{\left(\frac{\Delta n}{n_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{1}{N}\right)^2}$$

Ecuación 1.53 FWHM de un filtro basado en red de difracción de Bragg uniforme [29]

Donde $N = \frac{L}{\lambda}$ representa el número de planos de la red de difracción, el parámetro s es aproximadamente igual a 1 para rejillas fuertes, es decir que tengan una reflectividad cerca al 100 % y s es aproximadamente igual a 0.5 para rejillas débiles [29].

Las redes de difracción de Bragg uniformes presentan como ventaja su simplicidad de grabado en el núcleo de una fibra óptica y, como desventaja la presencia de lóbulos

laterales secundarios con amplitudes altas a la salida de la señal reflejada por el filtro óptico; estos lóbulos del espectro de reflexión de este tipo de redes, son altamente indeseados en comunicaciones ópticas ya que favorecen la existencia de diafonía; por lo que en la práctica se puede mejorar este aspecto mediante la variación de la amplitud del índice de refracción a lo largo del eje z , dando lugar a las redes de difracción de Bragg apodizadas.

2) Filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizadas

El término de apodización se refiere a la disminución o eliminación en gran medida de los lóbulos laterales secundarios de reflexión, obteniendo una mejora en la respuesta espectral.

La modulación del índice de refracción para este tipo de redes de Bragg se presenta en la Figura 1.22:

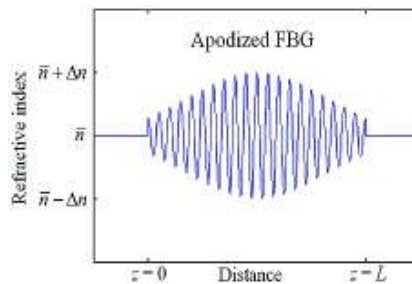


Figura 1. 22 Modulación del índice de refracción a lo largo de una red de difracción de Bragg apodizada [26]

Para que la interfaz de transmisión entre una fibra óptica y la red de difracción de Bragg no muestre un cambio brusco, se hace una reducción de amplitud a la modulación del índice de refracción en los extremos.

Dado que estas redes de difracción de Bragg son apodizadas, se tiene que $\Delta n(z) = \Delta n f(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)$, al reemplazarla en la Ecuación 1.48 se determina:

$$n(z) = n_o + \Delta n f(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right)$$

Ecuación 1.54 Perfil de modulación del índice de refracción [25]

A continuación, se nombra algunas funciones de apodización representadas por $f(z)$.

- **Tangente hiperbólica**

$$f(z) = \frac{\tanh[\eta(1 - 2|z/L|)]}{\tanh(\eta)}, \eta = 0.5; 2.0; 4.0, -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}$$

Ecuación 1.55 Perfil de apodización tangente hiperbólica [30]

- **Blackman**

$$f(z) = \frac{1 + 1.19\cos(x) + 0.19\cos(2x)}{2.38}, \quad x = \frac{2\pi\left(z - \frac{L}{2}\right)}{L}, \quad 0 \leq z \leq L$$

Ecuación 1.56 Perfil de apodización Blackman [26]

- **Seno elevado**

$$f(z) = \sin^2\left(\frac{\pi z}{L}\right), \quad 0 \leq z \leq L$$

Ecuación 1.57 Perfil de apodización seno elevado [26]

- **Coseno**

$$f(z) = \cos\left[\frac{\pi}{2}z'\right], \quad L\left(\frac{1}{2} - \eta\right) \leq z \leq \frac{L}{2}$$

$$z' = \frac{z + L\left(\eta - \frac{1}{2}\right)}{\eta L}$$

Ecuación 1.58 Perfil de apodización coseno [31]

1.3.5. Filtro AOTF

El filtro AOTF (*Acousto-Optic Tunable Filter*), es un dispositivo sintonizable electrónicamente que opera bajo el principio de la interacción acusto-óptica, es decir, la difracción de la señal óptica se genera por la presencia de una onda acústica, esta onda provoca variaciones en la densidad del material cristalino, lo que a su vez produce cambios en el índice de refracción y hace que actúe como una red de difracción para la

señal óptica incidente. Los materiales que son comúnmente utilizados en la construcción de estos filtros son: dióxido de telurio (TeO_2), niobato de litio ($LiNbO_3$), molibdato de calcio ($CaMoO_4$), entre otros [32].

La interacción acusto-óptica está determinada por la geometría y las propiedades acústicas del material que van a componer el filtro. Existen dos tipos de interacciones: la interacción isotrópica donde no existe cambio de la polarización del haz óptico, lo que genera haces difractados de una o varias órdenes y, la interacción anisotrópica que cambia la polarización del haz óptico y genera la difracción de un solo orden, este tipo de interacción ofrece mayor eficiencia y mayores anchos de banda en referencia a la isotrópica [33].

El filtro AOTF actúa como filtro pasabanda y se basa en la interacción anisotrópica, el rango de operación espectral es bastante extendido y depende del material utilizado para la fabricación del filtro. En este caso se hace el estudio del filtro AOTF basado en $LiNbO_3$, con configuración colineal¹⁴, donde la onda acústica es colineal con la señal óptica incidente. La selección de este material es por la alta birrefringencia¹⁵, la cual constituye un parámetro importante para mejorar la resolución espectral del filtro óptico [34].

Actualmente, este filtro ha presentado una gran versatilidad en aplicaciones en redes de comunicaciones ópticas. Las propiedades que cumple el filtro AOTF son: amplio rango de sintonización, velocidad de sintonización rápida para minimizar el tiempo de acceso, bajas pérdidas por inserción y bajo costo.

a) Estructura del filtro AOTF

La estructura de este filtro óptico de estado sólido se muestra en la Figura 1.23 y consta de varios elementos.

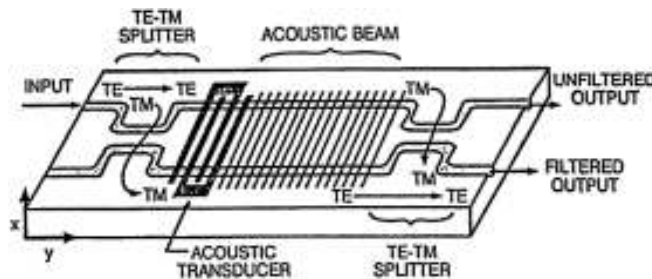


Figura 1. 23 Funcionamiento del filtro AOTF [35]

¹⁴ Configuración colineal: la señal óptica y la onda acústica se propagan con ángulos iguales a través del material cristalino.

¹⁵ Birrefringencia: propiedad óptica que presentan los materiales cristalinos, que consiste en la doble refracción del haz incidente con índices de refracción ordinario y extraordinario.

El filtro AOTF se compone de dos divisores de polarización, dos guías de onda ópticas ($LiNbO_3$) y un transductor acústico [35], el cual está formado en las dos guías de onda y se presenta como un peine entrelazado. Todos estos componentes se encuentran integrados en el mismo substrato $LiNbO_3$. El substrato $LiNbO_3$, es un tipo de material cristalino donde los índices de refracción dependen de la dirección de los ejes, por lo que se considera anisotrópico. Este material cristalino a su vez se divide en uniaxial y biaxial en relación con su tipo de simetría óptica, es decir, presenta un eje o dos ejes ópticos. En el caso del uniaxial, se observa el fenómeno de la birrefringencia o doble refracción presentando un índice de refracción ordinario (n_o) y un extraordinario (n_e). En la Figura 1.24, se muestra la relación de los ejes y de los índices de refracción, donde $n_o = n_x = n_y$ es equivalente a n_{TE} que pertenece a la polarización de la luz perpendicular al eje óptico denominado eje z y $n_e = n_z$ igual a n_{TM} , el cual es paralelo al eje óptico [36].

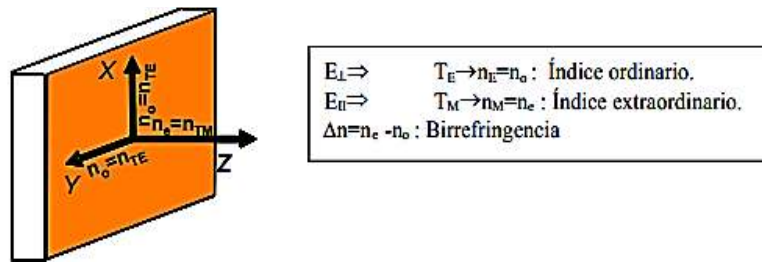


Figura 1. 24 Relación de los ejes e índices de refracción [36]

La birrefringencia está dada por la diferencia de los índices de refracción:

$$\Delta n = n_{TM} - n_{TE}$$

Ecuación 1.59 Birrefringencia [36]

Si $n_{TM} < n_{TE}$ la birrefringencia será negativa. Los valores de los índices de refracción dependen de las constantes del material y de la longitud de onda (λ) que se propaga en el material cristalino $LiNbO_3$; se calculan mediante la Ecuación de Sellmeier que describe la dependencia del índice de refracción ordinario e índice de refracción extraordinario con λ , se expresan mediante las Ecuaciones 1.60 y 1.61:

$$n_o = \left(A_o + \frac{B_o}{\lambda^2 + C_o} + D_o \lambda \right)^{\frac{1}{2}}$$

Ecuación 1.60 Índice de refracción ordinario [37]

$$n_e = \left(A_e + \frac{B_e}{\lambda^2 + C_e} + D_e \lambda \right)^{\frac{1}{2}}$$

Ecuación 1.61 Índice de refracción extraordinario [37]

Donde λ está en un rango de $(0.400 - 5.0) \mu m$, n_o es el índice de refracción ordinario y n_e el extraordinario, A, B, C y D son los valores de las constantes para el material $LiNbO_3$.

Si el caso es $n_o = n_{TE}$, los valores de las constantes para el material $LiNbO_3$ son:

- $A=4.9048$
- $B=0.11768$
- $C=-0.0475$
- $D=-0.027169$

Al reemplazar estos valores en la Ecuación 1.60, se obtiene el valor del índice de refracción n_{TE} en función de λ dado por:

$$n_{TE} = \left(4.9048 + \frac{0.11768}{\lambda^2 + (-0.0475)} + (-0.027169)\lambda \right)^{\frac{1}{2}}$$

Ecuación 1.62 Valor del índice refracción ordinario [37]

Si el caso es $n_e = n_{TM}$, los valores de las constantes para el material $LiNbO_3$ son:

- $A=4.582$
- $B=0.099169$
- $C=-0.044432$
- $D= -0.02195$

Para obtener el índice de refracción n_{TM} , se procede de la misma manera expuesta para n_{TE} y se obtiene:

$$n_{TM} = \left(4.582 + \frac{0.099169}{\lambda^2 + (-0.044432)} + (-0.02195)\lambda \right)^{\frac{1}{2}}$$

Ecuación 1.63 Valor del índice refracción extraordinario [37]

b) Funcionamiento del filtro AOTF

La señal óptica tiene componentes eléctricos y magnéticos, si dicha señal se mueve en la dirección z y si no hay campo eléctrico en la dirección de propagación se tiene el modo eléctrico transversal (TE) y sin campo magnético en la dirección de propagación se tiene un modo magnético transversal (TM), como se aprecia en la Figura 1.25 [38]:

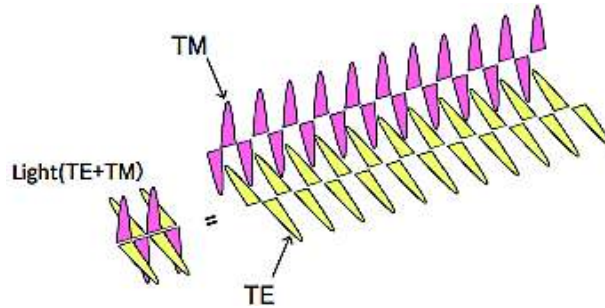


Figura 1. 25 Modos TE y TM de una señal óptica [38]

El funcionamiento del filtro AOTF consiste en que la señal óptica de entrada es dividida por la presencia de un primer divisor de polarización, en sus componentes polarizados TE y TM, como se observa en la Figura 1.23 correspondiente a la estructura del filtro AOTF, el modo TE viaja por el brazo superior de la guía de onda del material $LiNbO_3$ mientras que el modo TM viaja por el brazo inferior. Al aplicar una señal eléctrica de radiofrecuencia al transductor acústico se genera una onda acústica que se propaga a lo largo de la longitud de la guía de onda, esta onda actúa sobre la señal óptica de entrada, convirtiendo una parte del modo TE al TM. En el segundo divisor la señal que presenta su polarización cambiada es transferida al brazo inferior de la guía de onda y sale por el puerto *unfiltered output*, mientras que el resto de la señal que mantuvo su estado de polarización original en ambas guías de onda sale por el puerto *filtered output* una vez que se combinan en el segundo divisor [35]. La condición de Bragg se expresa como:

$$\frac{n_{TM}}{\lambda} = \frac{n_{TE}}{\lambda} \pm \frac{1}{\Lambda}$$

Ecuación 1.64 Condición de Bragg [8]

Si la diferencia de los índices de refracción se denota por Δn , la Ecuación 1.64 puede ser descrita por $\lambda = (\Delta n)\Lambda$, donde Λ es la longitud de onda para una onda acústica y λ es la longitud de onda seleccionada de acuerdo con la frecuencia de la señal eléctrica de radiofrecuencia.

c) Función de transferencia del filtro AOTF

La interacción acusto-óptica ocurre [33]: cuando la condición de Bragg se satisface, si el haz incidente contiene muchos componentes espectrales, solo uno de ellos cumplirá dicha condición en una determinada frecuencia acústica y se difractará. Al variar esta frecuencia, la longitud de onda del haz difractado cambiará. La fracción de potencia transferida del haz incidente al haz difractado por una longitud de interacción acusto-óptica L está dada por:

$$T = \frac{\sin^2\left(\kappa L \cdot \sqrt{1 + (\Delta\beta/2\kappa)^2}\right)}{1 + (\Delta\beta/2\kappa)^2}$$

Ecuación 1.65 Fracción de potencia transferida del haz incidente al haz difractado [33]

Donde $\kappa = 2\pi/\Lambda$ es la constante de propagación, L es la longitud de la interacción óptica y $\Delta\beta = \beta_{TM} - \beta_{TE}$ es la diferencia de fase, β_{TM} y β_{TE} son los componentes de los vectores de onda para los modos de polarización TE y TM respectivamente a lo largo de la dirección de propagación de la onda acústica, estos vectores pueden ser descritos en función de los índices de refracción para cada modo [35]. Para una conversión eficiente entre los modos se debe cumplir con la coincidencia de fase que se expresa como:

$$\frac{2\pi n_{TM}}{\lambda} - \frac{2\pi n_{TE}}{\lambda} = \frac{2\pi}{\Lambda}$$

Ecuación 1.66 Coincidencia de fase [35]

En la Figura 1.26 se muestra la función de transferencia del filtro AOTF:

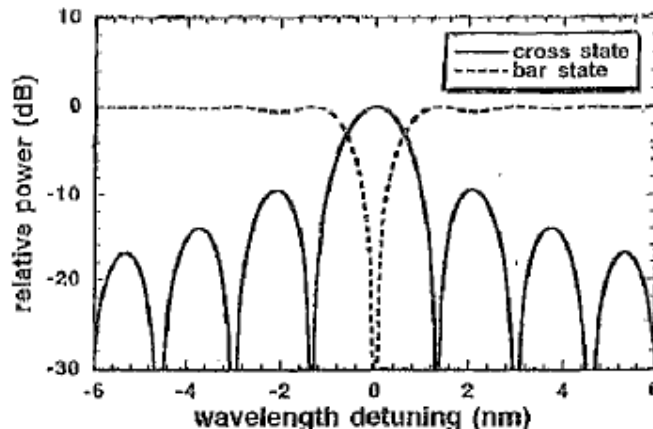


Figura 1. 26 Función de transferencia del filtro AOTF [35]

En la figura se presenta la salida de los puertos: *filtered* representada por la línea continua y *unfiltered* con línea discontinua, también se observa que la salida no filtrada presenta una polarización invertida en la longitud de onda central determinada por la fuente óptica de entrada al filtro.

d) Parámetros característicos del filtro AOTF

Los parámetros del filtro AOTF se encuentran relacionados con la interacción acústica y óptica que lo caracteriza:

- **Sintonizabilidad**

La sintonizabilidad del filtro AOTF se encuentra relacionada con la frecuencia acústica (f), expresada como:

$$f = \frac{V \Delta n}{\lambda}$$

Ecuación 1.67 Frecuencia acústica [39]

Donde V es la velocidad acústica, para $LiNbO_3$ tiene un valor de 3.75 km/s [35].

Al variar el valor de la frecuencia acústica el filtro se puede sintonizar en un amplio rango espectral, cubriendo la banda C (1530 – 1565) nm y banda L (1565 – 1625) nm [40].

- **Anchura de la banda total a mitad del máximo**

La anchura de la banda total a mitad del máximo para el filtro AOTF es conocida como resolución espectral ($\Delta\lambda$):

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{\lambda^2}{L \Delta n}$$

Ecuación 1.68 Resolución espectral del filtro AOTF [41]

Donde L es la longitud de interacción acusto-óptica, si el valor de L es alto, la banda de paso será más estrecha, caso contrario la banda de paso será más amplia.

Según [34]: la resolución espectral de un filtro acusto-óptico proviene de la longitud de la red de difracción formada a lo largo del material cristalino, por lo que el uso de cristales largos mostrará una mayor duración de interacción y causará una reducción en la resolución espectral del filtro.

- **Tiempo de acceso**

El tiempo de acceso (τ) del filtro AOTF [42]: hace referencia al tiempo de tránsito de la onda acústica a través del cristal, es de unos pocos microsegundos y se expresa como:

$$\tau = \frac{L}{V}$$

Ecuación 1.69 Tiempo de acceso del filtro AOTF [43]

- **Pérdidas por inserción**

Las pérdidas por inserción ópticas para un dispositivo $LiNbO_3$ [44]: provienen de la pérdida de acoplamiento en la entrada y salida. Para filtros AOTF comerciales típicamente tienen valores de 3 a 5 *dB*.

1.3.6. Selección del simulador

Para la selección de la herramienta de simulación se analizó el *OptiSystem* y el VPI. Para cada uno se describe sus características, aplicaciones, ventajas y desventajas, posteriormente se realiza una comparación para seleccionar el más adecuado para las simulaciones de los diferentes filtros ópticos.

a) **OptiSystem**

El *OptiSystem* es una herramienta de simulación desarrollado por la compañía *Optiwave*, que permite a los usuarios diseñar, probar y optimizar cualquier tipo de enlace óptico en su capa física [45] [46].

Posee una interfaz gráfica de usuario (GUI) completa, que controla los componentes ópticos, modelos de componentes y gráficos de presentación, también posee una amplia biblioteca de componentes activos y componentes pasivos, incluye parámetros realistas, dependientes de la longitud de onda [45] [46].

- **Características**

Las principales características de la herramienta de simulación *OptiSystem* son [46]:

- **Implementación de señales mixtas:** Realiza gestión de formatos de señales mixtas para señales eléctricas y ópticas en la biblioteca de componentes.

- **Biblioteca de componentes:** Posee varios componentes que han sido validados para que el usuario al momento de realizar diferentes simulaciones, pueda obtener resultados aproximados a los valores reales.
- **Componentes definidos por el usuario:** Permite la incorporación de componentes creados por el usuario, que se pueden basar en subsistemas y bibliotecas definidas por el usuario.
- **Integración con herramientas de software de Optiwave:** Permite la integración de herramientas de software Optiwave para fibra óptica a nivel de componentes como: OptiAmplifier, OptiBPM, OptiGrating, OptiFiber y OptiSPICE.
- **Herramientas de visualización:** Dentro de las herramientas de visualización se tiene: el OSA (*Optical Spectrum Analyzer*), señal “chirp”, diagrama del ojo, estado de polarización, diagramas de constelaciones, entre otros. También se incluye las herramientas de análisis WDM.

- **Aplicaciones**

Las aplicaciones para la herramienta de simulación son varias, de las cuales se pueden nombrar las siguientes [46]:

- Diseño de redes TDM / WDM.
- Redes ópticas pasivas basadas en FTTx.
- Diseño de transmisores, canales, receptores y amplificadores.
- Diseño de sistemas de comunicaciones ópticas.

- **Ventajas y Desventajas**

Dentro de las ventajas que presenta OptiSystem, se tiene [46]:

- Prototipado rápido y de bajo costo.
- Visión global del rendimiento del sistema.
- Acceso directo a amplios conjuntos de datos de caracterización del sistema.
- Representación visual de diferentes escenarios para presentar posibles diseños.

Su principal desventaja es que al ser un software de simulación con licencia gratuita, ésta dura solo 30 días con un máximo de dos renovaciones, transcurrido este período se necesita de un nuevo usuario para descargar de la plataforma el software.

b) VPI

VPI es una herramienta de simulación que fue desarrollado por la compañía *VPI photonics Design Automation*, que permite verificar completamente los diseños de los enlaces para identificar los ahorros en los costos, evaluar nuevos componentes, investigar y optimizar nuevas tecnologías [47].

VPI presenta una poderosa interfaz gráfica de usuario que permite el modelado eficiente de cualquier sistema de transmisión que incluya enlaces bidireccionales y redes complejas. El modelado de señales soporta necesidades de simulaciones precisas y detalladas. Permite la visualización y análisis de datos que funciona con entradas ópticas, eléctricas y numéricas [47].

• Características

Las principales características de la herramienta de simulación VPI son [47]:

- Permite evaluar diseños de componentes y subsistemas novedosos en un contexto de sistemas, e investigar, comparar y optimizar diversas tecnologías de sistemas como: codificación, modulación, monitoreo, entre otras.
- Proporciona modelos físicos detallados, que permita estudiar el efecto de los componentes más pequeños en los sistemas más grandes.
- Presenta herramientas avanzadas de visualización y análisis: BER (*Bit Error Rate*), diagrama del ojo, OSA, entre otros.
- VPI permite la importación de datos con conversión de formato de archivo automático y co-simulación de MATLAB / DLL / Python, que agiliza y captura los procesos de diseño.

• Aplicaciones

VPI permite el diseño, análisis y optimización de casi todos los conceptos del sistema óptico, las aplicaciones que se pueden tener son [47]:

- Diseño de sistemas WDM básicos y transoceánicos.
- Sistemas TDM de un solo canal.
- Sistemas de alta capacidad/ alta velocidad.
- ROADMs y redes ópticas.
- Técnicas de modulación y detección.

- Técnicas PON, distribución FTTx.

- **Ventajas y Desventajas**

Dentro de las ventajas que presenta la herramienta de simulación se tiene:

- Incluye varios ejemplos de aplicaciones adicionales de demostración.
- Se pueden establecer y ajustar parámetros con mucha más certeza, obteniendo mejores resultados.
- Ofrece la posibilidad de realizar barridos de parámetros y permite la supervisión del rendimiento del sistema para diferentes configuraciones de parámetros de los módulos del simulador.

Su desventaja es que al ser un software de simulación con licencia no gratuita presenta un precio elevado.

c) Comparación y selección de la herramienta de simulación

Para la selección de la herramienta de simulación se analiza el *OptiSystem* y el VPI dependiendo de cada filtro óptico a estudiar (Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG, filtros basados en redes de difracción de Bragg y AOTF). En la Tabla 1.1, se indican los parámetros que contienen el *OptiSystem* y el VPI para cada filtro óptico.

Tabla 1. 1 Parámetros de los filtros ópticos en *OptiSystem* y VPI

Filtros ópticos	Parámetros estudiados	Parámetros de simulación	
		<i>OptiSystem</i>	VPI
Fabry-Perot	Período	FSR	FSR
	FWHM	-	Reflectividad
	Finura	-	
Mach-Zehnder	Período	Tiempo de retardo	Tiempo de retardo
	FWHM		
	Finura		
AWG	Puertos de entrada	InputPort	InputPort
	Puertos de salida	OutputPort	OutputPort
	Espaciamiento de canal	ChannelSpacing	ChannelSpacing
	Período	-	FSR
	Tipos de banda de paso: plana y gaussiana	-	<i>Passband Shape</i>
Filtros basados en redes de difracción de Bragg	<i>Bandwidth</i>	<i>Length</i> <i>Refractiveindex</i>	<i>Period</i> <i>Length</i> DeltaN
	FWHM		
	Reflectividad		
AOTF	Resolución espectral	No posee	<i>Bandwidth</i>
	Sintonizabilidad		Frecuencia RF

En la Tabla 1.1 se aprecia que la herramienta de simulación VPI posee todos los filtros ópticos estudiados, a diferencia de *OptiSystem* que no presenta el filtro AOTF en sus librerías.

Para el filtro Fabry-Perot, la herramienta de simulación VPI simula todos los parámetros estudiados del filtro, debido a que el usuario ingresa valores diferentes de *FSR* y reflectividad.

El módulo del filtro Mach-Zehnder en los dos simuladores presenta características iguales, por lo que para este filtro se puede usar *OptiSystem* o VPI.

Para el caso del filtro AWG, en los dos simuladores el módulo del filtro actúa como multiplexor o demultiplexor, sin embargo en VPI se simula también su período.

Los filtros basados en redes de difracción de Bragg se pueden simular en *OptiSystem* o VPI, debido a que presentan las mismas condiciones de simulación.

El módulo del filtro AOTF de VPI tiene una entrada de frecuencia de control RF que permite sintonizar el filtro y el parámetro de simulación *bandwidth* equivalente a la resolución espectral.

En conclusión, las simulaciones del presente trabajo de titulación es conveniente realizarlas con el software de simulación VPI, ya que posee en su biblioteca de componentes todos los filtros ópticos estudiados.

2. METODOLOGÍA

El presente capítulo hace énfasis en el software de simulación VPI, que ha sido seleccionado en función de las características de los filtros Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG, filtros basados en redes de difracción de Bragg y AOTF.

A continuación se plantea, desarrolla y simula ejemplos de casos teóricos para cada uno de los filtros ópticos estudiados en el capítulo 1.

Para cada filtro óptico se compara los resultados teóricos y simulados contrastando con las especificaciones técnicas de los filtros expuestas por los fabricantes, permitiendo validar los resultados de las simulaciones.

2.1 VPI

La herramienta de simulación VPI (*Virtual Photonics Incorporated*) ha sido proporcionada por la Universidad Politécnica Salesiana sede Quito Campus Sur, gracias a la gestión realizada por el Dr. Germán Arévalo, PhD. Coordinador del Grupo de Investigación en Electrónica y Telemática (GIETEC), dentro del marco de colaboración establecido entre la Universidad Politécnica Salesiana y la Escuela Politécnica Nacional a través de los respectivos grupos de investigación para realizar proyectos de investigación en conjunto.

En la presente sección se explica primero los requerimientos necesarios para la configuración y el proceso de instalación de la herramienta de simulación VPI.

Posteriormente se describe la estructura de este software de simulación y la interfaz gráfica de usuario.

Finalmente, se indica las características de los componentes más importantes usados para la simulación de los filtros ópticos estudiados.

2.1.1. Requerimientos de configuración del VPI

Para el uso de la herramienta de simulación VPI se necesita de ciertos requerimientos para la instalación tales como: hardware, plataforma que lo soporta y el software.

a) Requerimientos a nivel de hardware

VPI requiere la siguiente configuración mínima de hardware [48]:

- Computadora personal con un procesador de 1 GHz o más rápido de 64 bits (x64).
- 2 GB de RAM.
- 2 GB de espacio libre en el disco duro para el proceso de instalación del software, 500 MB son utilizados por VPI después de realizarse la instalación, 1 GB adicionalmente recomendado para el almacenamiento de archivos.

b) Plataforma compatible para la herramienta de simulación

VPI es compatible con las plataformas Windows 7, 8.1 y 10 versión 64 bits [48].

c) Requerimientos a nivel de software

VPI requiere la siguiente configuración mínima de software [48]:

- Aceptación de una de las plataformas nombradas anteriormente.
- Protocolo *TCP/IP* instalado y configurado.
- *Microsoft.NET Framework 4.0* (instalación automática).
- *Python 2.7.3* (versión de 64 bits se instala automáticamente).

2.1.2. Proceso de instalación del VPI

El procedimiento de instalación para VPI se explica en los siguientes pasos:

Paso 1: Descargar el instalador desde el enlace.

FTP download URL: <ftp://tcsoft:Atohus97V@www.vpiphotonics.com>

Se puede descargar mediante dos opciones de instalador:

- "VPIphotonics_DesignSuite_9.7.0.1_Expert_x64.zip"
- "VPIphotonics_DesignSuite_9.7.0.1_Windows_Linux_x64.iso"

Paso 2: Seleccionar el .zip y extraer la carpeta windows_expert, que permite instalar directamente en Windows la herramienta de simulación.

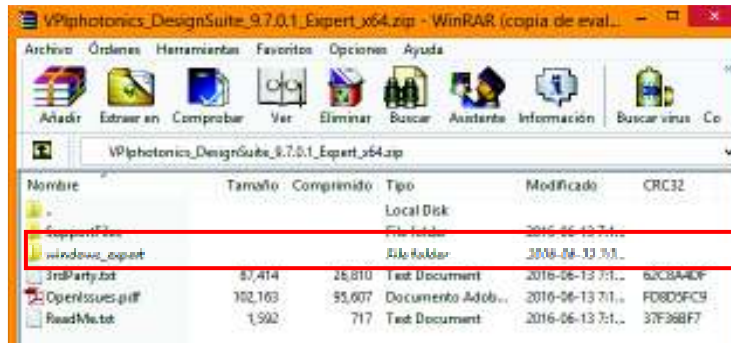


Figura 2. 1 Extracción del archivo ZIP

Paso 3: Se inicia el archivo ejecutable windows_expert\VPITransmissionMaker-expert-x64.msi como se muestra en la Figura 2.2:

Nombre	Tamaño	Comprimido	Tipo	Modificado
..			Local Disk	
setup.config	18,587	3,026	CONFIG File	2016-06-13 7:1...
Setup.exe	747,520	254,062	Application	2016-06-13 5:4...
ReleaseNotes.pdf	1,003,121	942,602	Documento Adob...	2016-06-13 7:1...
gdipplus.dll	1,748,992	946,463	Application extens...	2016-06-13 7:1...
VPiPlayer-x64.msi	84,336,640	81,812,535	Windows Installer ...	2016-06-13 7:1...
VPITransmissionMaker-expert-x64.msi	235,548,672	229,360,783	Windows Installer ...	2016-06-13 7:1...

Figura 2. 2 Ejecución de VPITransmissionMaker-expert-x64.msi

Paso 4: Antes de iniciar con la instalación de *VPITransmissionMaker*, el instalador verifica que el sistema cumpla con los requerimientos a nivel de software antes mencionados. Si cumple todas las pruebas, se puede iniciar el proceso de instalación real, caso contrario, el instalador pasará por el proceso de instalación de los paquetes suplementarios necesarios, finalmente se visualizará una pantalla de bienvenida como la de la Figura 2.3:

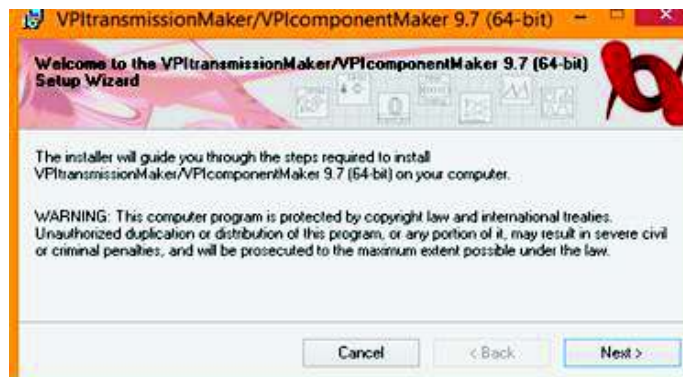


Figura 2. 3 Pantalla de bienvenida *VPITransmissionMaker*

Paso 5: Aparece la pantalla de contrato de licencia perteneciente a la Figura 2.4 y se acepta los términos de la licencia.

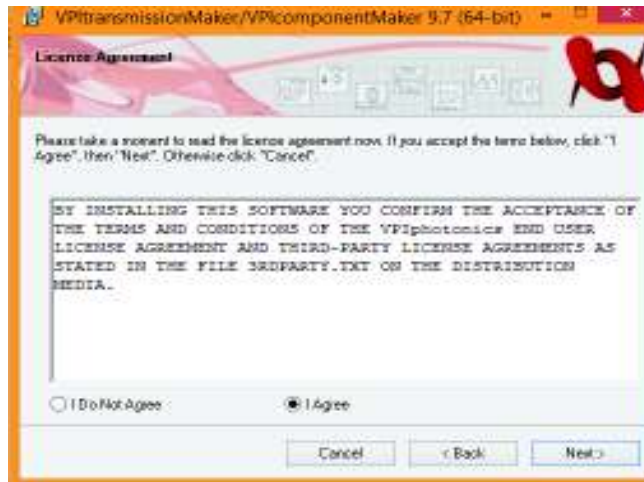


Figura 2. 4 Contrato de licencia

Paso 6: Aparece la ventana cadena de conexión del servidor de licencias, en este caso aparece *port@ip-address*, se configura el puerto 27000 y la dirección IP en donde se encuentra alojado el servidor de la herramienta de simulación VPI como se indica en la Figura 2.5:

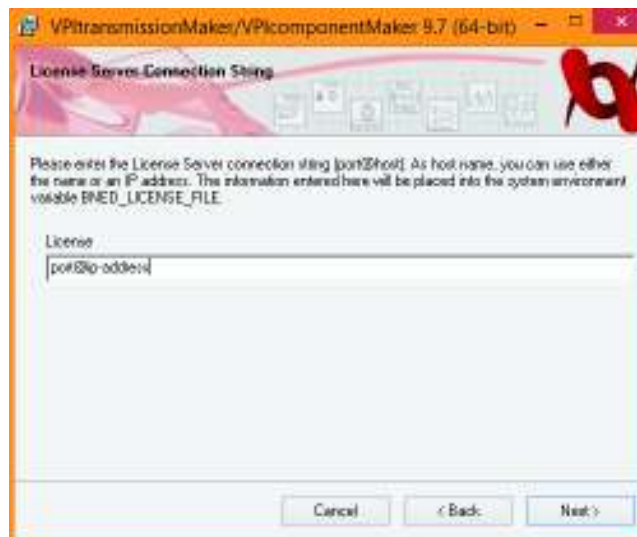


Figura 2. 5 Conexión del servidor de licencias

Paso 7: Para seleccionar la carpeta de instalación aparece una ventana como la de la Figura 2.6, por defecto la herramienta de simulación instala en: *C:\Program Files\VPI*.

Posteriormente, el instalador inicia el proceso de instalación de VPI y estará listo para su utilización.

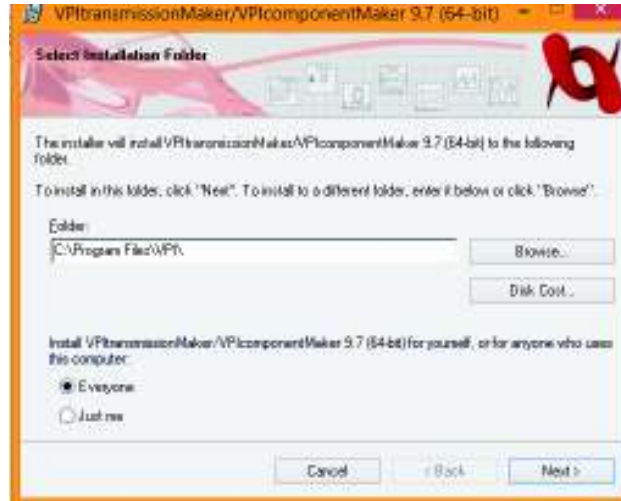


Figura 2. 6 Carpeta de instalación *VPItransmissionMaker*

2.1.3. Estructura del nivel de jerarquía del VPI

El nivel de jerarquía de la herramienta de simulación VPI, está compuesto por el universo, galaxia y estrellas como se muestra en la Figura 2.7:

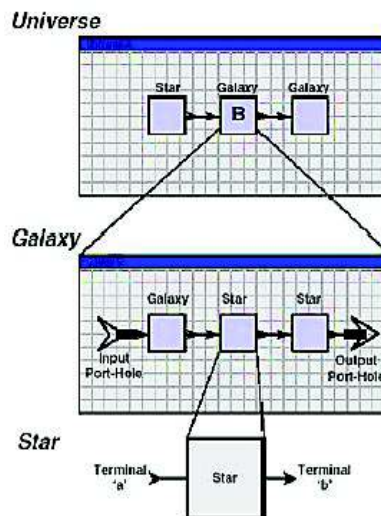


Figura 2. 7 Estructura jerárquica del VPI [49]

La base de la estructura jerárquica del VPI son las estrellas que son los componentes individuales, módulos o instrumentos; no se subdividen y son llamadas módulos

atómicos, su ejecución se realiza de manera independiente. Las galaxias son consideradas como esquemas de estrellas enlazadas, poseen una entrada y una salida. Además, pueden ser consideradas como un módulo más dentro del universo. El universo es el soporte donde se ejecuta la simulación y consiste en una red de módulos interconectados que pueden ser estrellas o galaxias.

2.1.4. Interfaz gráfica de usuario del VPI

El software de simulación consta de una poderosa interfaz gráfica que permite un modelado eficiente de un sistema de comunicaciones ópticas, la interfaz se muestra en la Figura 2.8:



Figura 2. 8 Interfaz gráfica del software de simulación VPI

En esta figura se observa el entorno de diseño que permite crear diferentes diagramas esquemáticos, abrir un esquema existente, colocar iconos de módulo y vincularlos, ejecutar la simulación y mostrar los resultados, sin ningún conocimiento de programación. La interfaz gráfica del software de simulación está dividida en varias áreas funcionales, las cuales son:

a) Menú Archivo

Proporciona acceso a los comandos como: abrir, cerrar, imprimir, guardar, exportar diseños actuales, ajustar las preferencias de la aplicación y salir del programa.

b) Ribbon

El *Ribbon* permite el acceso a las funciones de edición comúnmente utilizadas, además ejecuta y controla las simulaciones.

c) Paneles de navegación (pestañas)

Los paneles de navegación proporcionan tres opciones de navegación, que permiten alternar entre las pestañas recursos, búsqueda rápida y buscar para localizar fácilmente los módulos.

d) Área de trabajo

El área de trabajo principal incluye el editor de diagramas esquemáticos y el panel explorador de paquetes que se usa para ver los contenidos del paquete.

e) Registro de mensajes

Mientras se ejecuta el esquema, el registro de mensajes muestra los mensajes de error, advertencias e información sobre el progreso de la simulación.

2.1.5. Componentes utilizados en la simulación de los filtros ópticos

Para las simulaciones se usa los módulos de los filtros ópticos estudiados que posee el simulador, y módulos adicionales para la obtención de las respuestas de simulación.

a) Filtro Fabry-Perot

El módulo del filtro Fabry-Perot de la Figura 2.9 está ubicado en *Module Library/Optical Filters/ FilterFP_Opt.vtms*.

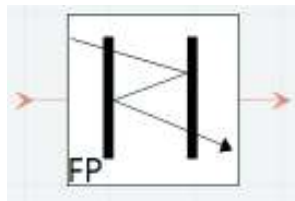


Figura 2. 9 Módulo del filtro Fabry-Perot

Este módulo simula un filtro Fabry-Perot y permite variar los parámetros que se observan en la Figura 2.10:

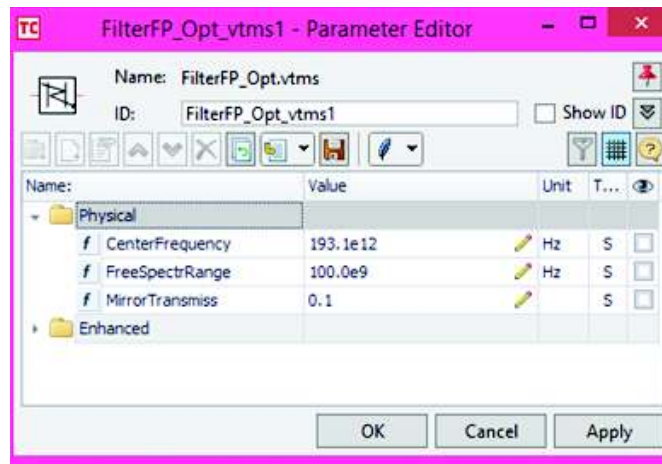


Figura 2. 10 Parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot

CenterFrequency corresponde a la frecuencia central del filtro con un valor por defecto de 193.1 THz ; *FreeSpectrRange* que define al rango espectral libre (*FSR*), cuyo valor por defecto es 100 GHz y el *MirrorTransmiss* que es la transmisividad de los espejos con valor por defecto de 0.1.

b) Filtro Mach-Zehnder

El módulo del filtro Mach-Zehnder de la Figura 2.11 está ubicado en *Module Library/Optical Filters/ FilterMZI_Opt.vtmg*.

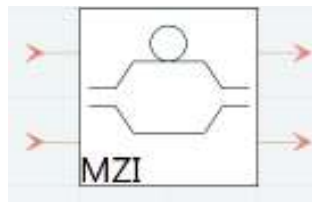


Figura 2. 11 Módulo del filtro Mach-Zehnder

El módulo de la Figura 2.11, simula un interferómetro de línea de retardo (DLI) implementado como un interferómetro Mach-Zehnder (MZI), el cual incluye:

- Dos acopladores direccionales
- Una línea de retardo
- Dos cambiadores de fase adicionales en cada uno de los brazos del interferómetro para la sintonización del dispositivo.

Los parámetros de este módulo se presentan en la Figura 2.12:

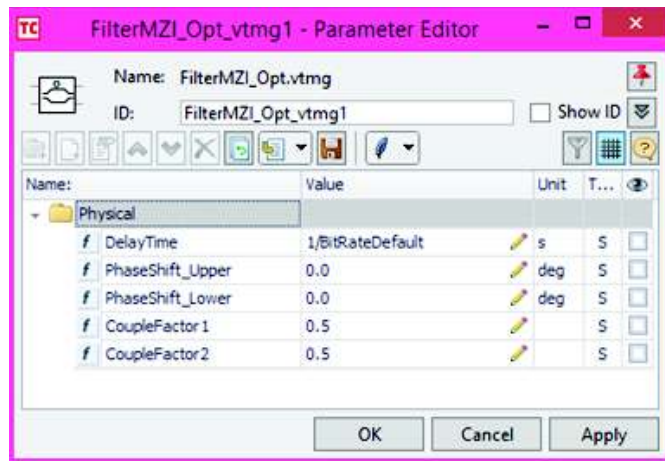


Figura 2. 12 Parámetros del módulo Mach-Zehnder

DelayTime que representa el tiempo de retardo aplicado, con un valor por defecto de *1/BitRateDefault*, su recíproco define al valor de rango espectral libre; *PhaseShift_Upper* y *PhaseShift_Lower* que son los desplazamientos de fase adicional en el brazo superior e inferior del interferómetro, con un valor por defecto de 0 en ambos casos, finalmente *CoupleFactor1* y *CoupleFactor2* que pertenecen a los coeficientes de acoplamiento de los acopladores ópticos de la entrada y la salida, con un valor por defecto de 0.5.

c) Filtro AWG

El módulo del filtro AWG de la Figura 2.13 está ubicado en *Module Library/Optical Filters/FilterAWG_M_N.vtms*.



Figura 2. 13 Módulo del filtro AWG

El módulo visto en la Figura 2.13, simula un multiplexor/demultiplexor de M x N basado en una rejilla de guía de ondas.

Los parámetros geométricos del filtro AWG son: *NumberOfInputPorts* que representa el número de puertos de entrada del filtro AWG con valor por defecto de 8 y

NumberOfOutputPorts que es el número de puertos de salida del filtro con valor 8, se presentan en la Figura 2.14:

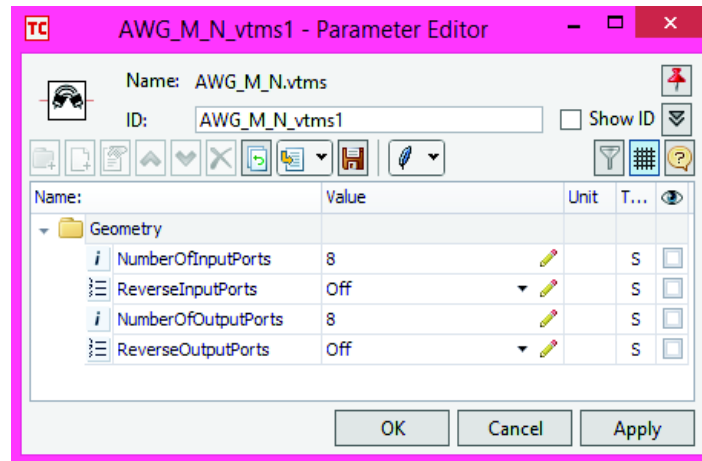


Figura 2. 14 Parámetros geométricos del filtro AWG

Los parámetros de frecuencia del filtro AWG son: *OperatingFrequencyRange* que es el rango de frecuencia de operación desde 100 hasta 300 THz por defecto; *ChannelFrequency* que representa la frecuencia de canal de referencia del AWG, con un valor por defecto de 193.1 THz; *ChannelSpacingOutput* que es el espaciamiento entre canales adyacentes en los puertos de salida con valores por defecto de 100 GHz; *Colorless* es un parámetro que indica si el filtro posee periodicidad o no, en función de este parámetro el *FreeSpectralRange* se presenta con un valor por defecto de 2.5 THz, se presentan en la Figura 2.15:

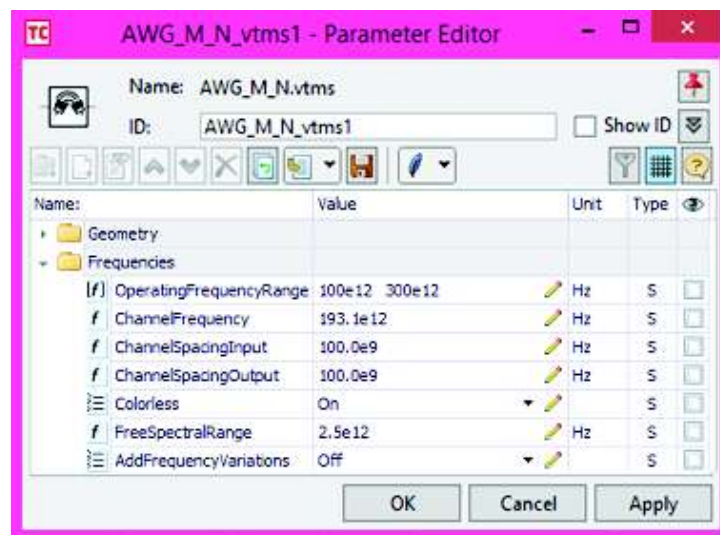


Figura 2. 15 Parámetros de frecuencia del filtro AWG

Los parámetros de la forma de banda de paso del filtro AWG son: *ModelType* define el modelo del filtro que se desea simular, existen tres opciones *Ideal*, *Physical* y *Datasheet*, el modelo *Ideal* es una idealización del filtro AWG, *Physical* es usado para modelar o diseñar filtros AWG y *Datasheet* usado para estimar el rendimiento de diferentes tipos de filtros AWG y no requiere el conocimiento de información específica del diseño sobre el AWG, para el presente trabajo de titulación se usa el modelo *Datasheet* que es el que se ajusta al estudio teórico realizado en el capítulo 1. *PassbandType* presenta tres formas de banda de paso: *Gaussian*, *FlatHyperGauss* y *FlatMultiGauss* se hace uso de dos en las secciones posteriores, *MultipleGaussianShapes* es un parámetro que se mantiene por defecto en *Off*, *BandwidthDefinition* determina el *Bandwidth_1dB* o *Bandwidth_3dB*; al seleccionar uno de estos se ingresa su correspondiente valor, como se aprecia en la Figura 2.16:

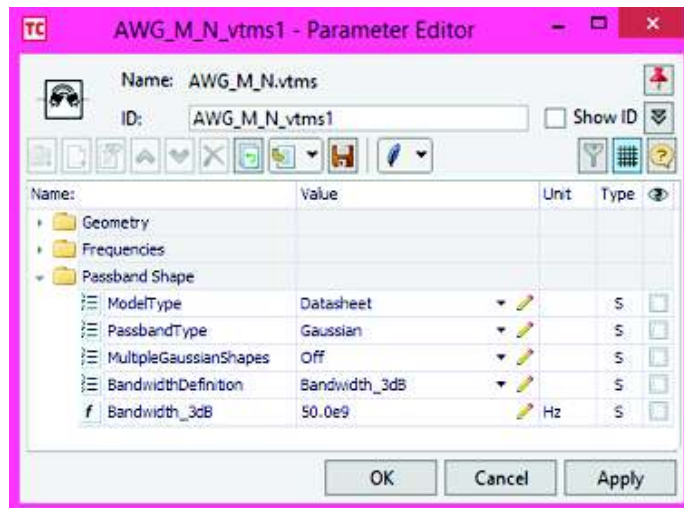


Figura 2. 16 Parámetros de la forma de banda de paso del filtro AWG

d) Filtros basados en redes de difracción de Bragg

El módulo del filtro *FiberBraggGrating* de la Figura 2.17 está ubicado en Module Library/Optical Filters/ *FiberBraggGrating.vtms*

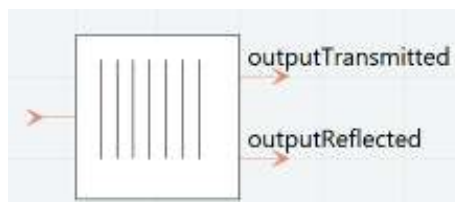


Figura 2. 17 Módulo del filtro *FiberBraggGrating*

El módulo del filtro *FiberBraggGrating* permite simular una o más redes de difracción de Bragg creadas a lo largo de una fibra óptica monomodo. El módulo presenta salidas para las ondas reflejadas y transmitidas, y permite variar los parámetros que se observan en la Figura 2.18:

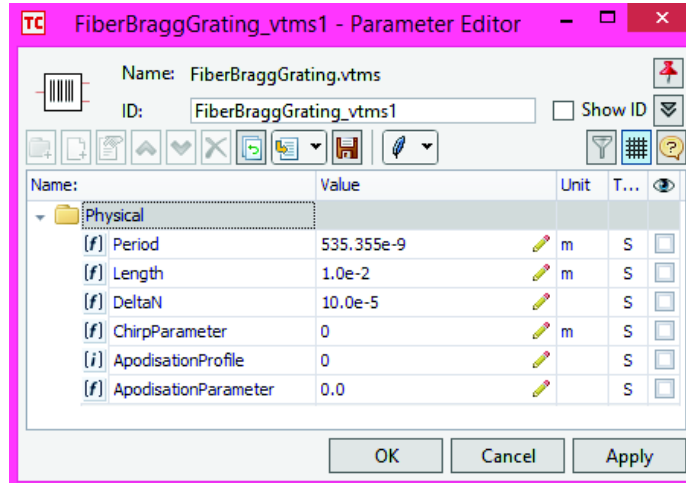


Figura 2. 18 Parámetros del módulo del filtro *FiberBraggGrating*

Los parámetros del módulo del filtro *FiberBraggGrating*, son: *Period* que corresponde al período de la red de difracción con un valor por defecto de 535.35 nm, *Length* que define a la longitud de la red de difracción cuyo valor por defecto es 0.01 m, *DeltaN* que representa a la magnitud de la modulación del índice de refracción con un valor de 10×10^{-5} , *ApodisationProfile* representa a los perfiles de apodización con valor *None* = 0 y *ApodisationParameter* que es el parámetro especificado para cada apodización con valor por defecto de 0.

Para simular los diferentes perfiles de apodización, los valores de los parámetros *ApodisationProfile* y *ApodisationParameter* se presentan en la Tabla 2.1:

Tabla 2. 1 Perfiles y parámetros de apodización

ApodisationProfile	ApodisationParameter
Cosine=1	0.1, 0.3, 0.5
RaisedSinusoid=2	
Tanh=3	2, 4, 8
Blackman=4	-0.2, 0.19, 0.3

Para el caso de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme el *ApodisationProfile* mantiene su valor por defecto en cero.

e) Filtro AOTF

El módulo del filtro AOTF de la Figura 2.19 está ubicado en *Module Library/Optical Filters/FilterAOTF_Opt.vtms*.

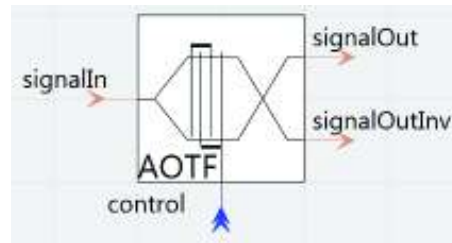


Figura 2. 19 Módulo del filtro AOTF

El módulo del filtro *AOTF* se refiere a un filtro sintonizable acusto-óptico con función de transferencia dada por la interacción entre la forma *sinc* en la entrada de la señal de control RF y la señal óptica de entrada. El módulo del filtro AOTF posee una entrada óptica y una entrada de control de señal RF, tiene dos salidas (una directa y otra con polarización invertida), los parámetros de este módulo se observan en la Figura 2.20:

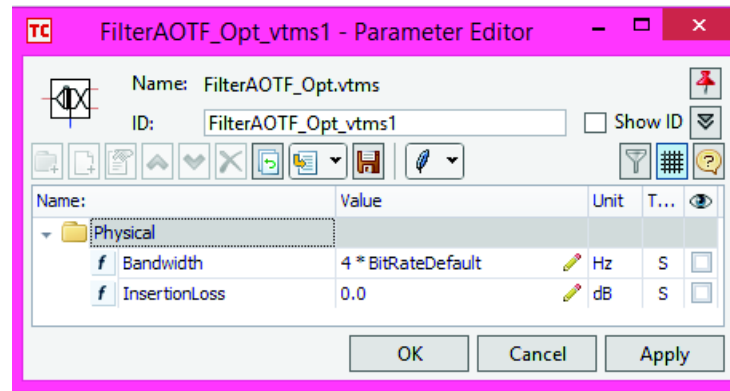


Figura 2. 20 Parámetros del módulo del filtro AOTF

Bandwidth que corresponde al ancho de banda a $3dB$ del filtro con un valor por defecto de $4/BitRateDefault$ e *InsertionLoss* que define las pérdidas por inserción del filtro, cuyo valor por defecto es 0.

f) Generador de n portadoras sinusoidales

El módulo del generador de n portadoras sinusoidales de la Figura 2.21 está ubicado en *Module Library/ CATV/CarrierGenerator.vtms*.

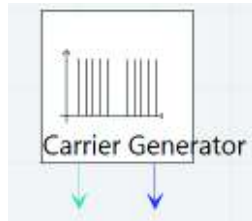


Figura 2. 21 Módulo de n portadoras sinusoidales

Se observa en la Figura 2.21 al módulo de n portadoras sinusoidales con espaciado de canal especificado, sus parámetros se indican en la Figura 2.22:

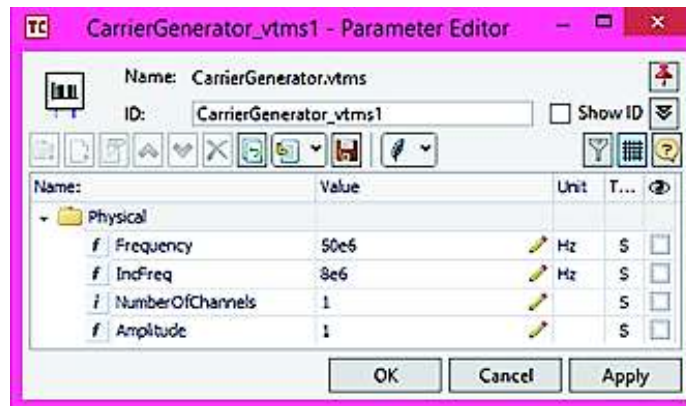


Figura 2. 22 Parámetros del módulo del generador de n portadoras sinusoidales

Frequency con un valor por defecto de 50 GHz, este parámetro es el valor inicial de frecuencia del generador. *IncFreq* es la separación entre canales adyacentes. *NumberofChannel* es el número de portadoras producidas. *Amplitude* es la amplitud de señal de cada carrier.

g) Función Impulso

El módulo de la función impulso de la Figura 2.23 está ubicado en *Module Library/ Optical Sources/FuncImpulse.vtms*.

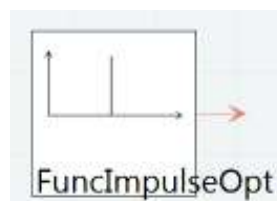


Figura 2. 23 Módulo de la función impulso

La figura representa al módulo de la función impulso que genera un pulso delta óptico, el cual dura un solo período de muestra. Este módulo se utiliza para probar la respuesta temporal o la respuesta espectral de los filtros ópticos.

h) Analizador de espectro óptico

El módulo de analizador de espectro óptico conocido por sus siglas en inglés como OSA de la Figura 2.24 está ubicado en *Module Library/Analyzers/ SignalAnalyser.vtms*.

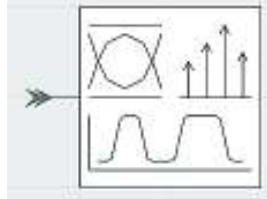


Figura 2. 24 Módulo del analizador de espectro óptico

El módulo del analizador de espectro óptico posibilita visualizar y analizar señales eléctricas y ópticas.

i) Medidor de potencia

El módulo del medidor de potencia de la Figura 2.25 está ubicado en *Module Library/Analyzers/ PowerMmeterVPA.vtmg*, el cual permite tomar medidas de potencia de señales ópticas.



Figura 2. 25 Módulo del medidor de potencia

2.1.6. Ejecución y resultados de la simulación

Para la ejecución de la simulación es necesario que los componentes a utilizar estén conectados de una manera correcta en el área de trabajo, para realizar dicha acción existe un icono llamado “Run” y para detener la simulación se lo hace mediante el icono “Stop”, como se indica en la Figura 2.26:

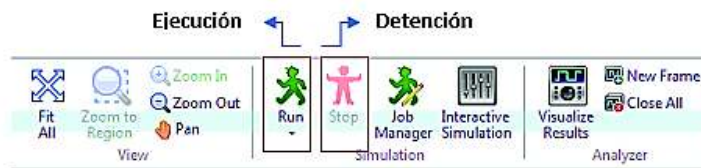


Figura 2. 26 Íconos para ejecutar y detener una simulación en VPI

La herramienta de simulación VPI, ofrece varios analizadores de visualización que deben ser ubicados en el área de trabajo. Para visualizar las gráficas de las simulaciones se ejecuta “Run”, al ejecutarse la simulación se muestra la pantalla de la Figura 2.27:

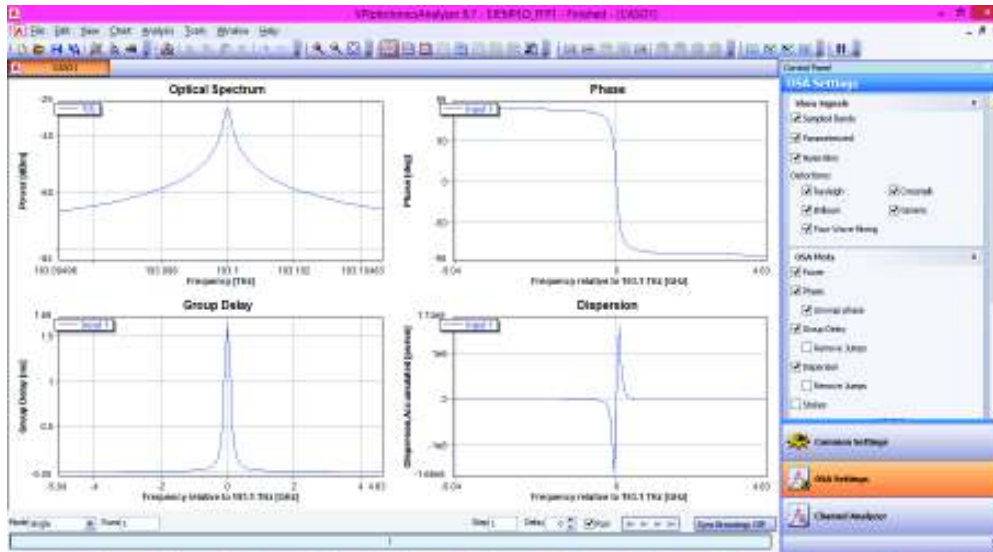


Figura 2. 27 Interfaz gráfica de resultados de las simulaciones del VPI

2.2 Ejemplos de casos teóricos y simulaciones del filtro Fabry-Perot

En la presente sección se realizan ejemplos de casos teóricos y simulaciones para el filtro Fabry-Perot, para lo cual se toman las expresiones analíticas de los parámetros característicos de la sección 1.3.1 correspondiente al estudio teórico del filtro.

Primero, se realiza un ejemplo de caso teórico que relaciona la reflectividad con el parámetro de la finura contenido en la sección 2.2.1, su respectiva simulación se aprecia en la sección 2.2.2.

En la sección 2.2.3 se realiza un ejemplo de caso teórico de la variación de la anchura del pico de transmisión en función de la reflectividad y el rango espectral libre, las simulaciones correspondientes a este ejemplo se encuentran en la sección 2.2.4.

Finalmente, en la sección 2.2.5 se desarrolla un ejemplo de caso teórico de sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot con la variación de la distancia entre los espejos, las simulaciones relacionadas a este ejemplo se presentan en la sección 2.2.6.

2.2.1. Finura del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la reflectividad

El ejemplo de caso teórico planteado se desarrolla en un escenario en el cual se considera filtros Fabry-Perot con espejos ideales sin pérdidas, por lo que la suma entre la reflectividad y la transmisividad será equivalente a la unidad.

Se conoce que los espejos del filtro Fabry-Perot son desarrollados con materiales como cobre, plata, oro, aluminio, arseniuro de galio, entre otros [50] [51] [52].

Para el cálculo de reflectividad de los materiales mencionados se necesita los valores de índice de refracción (n) y la constante de extinción (k) presentes en la Tabla 2.2, los cuales están determinados en este caso por la frecuencia central del filtro Fabry-Perot, para facilitar las simulaciones posteriores se asume un valor de $193.1 THz$, que es la frecuencia central dada por defecto en VPI.

Tabla 2. 2 Valores de n y k para diferentes materiales de los espejos del filtro Fabry-Perot en frecuencia central de $193.1 THz$ [53]

Material	n	K
Plata (Ag)	0.15885	11.578
Cobre (Cu)	0.19571	10.941
Oro (Au)	0.23770	11.283
Aluminio (Al)	1.3524	14.171
Arseniuro de Galio (GaAs)	3.3545	3.965×10^{-3}

La reflectividad (R) se calcula como:

$$R = \frac{(n - 1)^2 + k^2}{(n + 1)^2 + k^2}$$

Ecuación 2.1 Reflectividad [54]

A continuación se muestra un ejemplo de cálculo de la reflectividad, haciendo referencia al material de cobre con $n = 0.19571$ y $k = 10.941$.

$$R = \frac{(0.19571 - 1)^2 + 10.941^2}{(0.19571 + 1)^2 + 10.941^2} \rightarrow R = 99.35 \%$$

Se procede de igual manera para los otros materiales de la Tabla 2.2.

Los valores de reflectividad calculados para los diferentes materiales de los espejos del filtro Fabry-Perot constan en la Tabla 2.3, los cuales se encuentran expresados en porcentaje.

Tabla 2. 3 Valores de reflectividad calculados

Material	R [%]
Plata (Ag)	99.53
Cobre (Cu)	99.35
Oro (Au)	99.26
Aluminio (Al)	97.37
Arseniuro de Galio (GaAs)	29.23

Aplicando la Ecuación 1.16 que corresponde al cálculo de finura, con los valores de reflectividad de la Tabla 2.3, la finura (F) corresponde a:

a) $R = 99.53 \%$ \equiv 0.9953

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.9953}}{1 - 0.9953} \rightarrow F = 666.85$$

b) $R = 99.35 \%$ \equiv 0.9935

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.9935}}{1 - 0.9935} \rightarrow F = 481.75$$

c) $R = 99.26 \%$ \equiv 0.9926

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.9926}}{1 - 0.9926} \rightarrow F = 422.96$$

d) $R = 97.37 \% \equiv 0.9737$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.9737}}{1 - 0.9737} \rightarrow F = 117.87$$

e) $R = 29.23 \% \equiv 0.2923$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.2923}}{1 - 0.2923} \rightarrow F = 2.40$$

En la Tabla 2.4 se presenta los valores calculados de finura en función de R .

Tabla 2. 4 Valores calculados de finura

R	F	T
0.9953	666.85	0.0047
0.9935	481.75	0.0065
0.9926	422.96	0.0074
0.9737	117.87	0.0263
0.2923	2.40	0.7077

También se muestra en la Tabla 2.4 los resultados del cálculo de transmisividad que se obtienen con la relación $T + R = 1$, y se utiliza en el desarrollo de las simulaciones, que se presentan en la siguiente sección.

2.2.2. Simulaciones de la finura del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la reflectividad

El esquema correspondiente a las simulaciones del ejemplo de caso teórico de la finura en función de la variación de la reflectividad se muestra en la Figura 2.28:

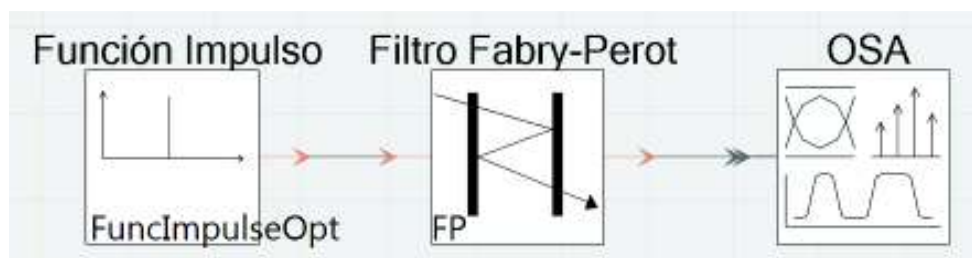


Figura 2. 28 Esquema para la simulación del filtro Fabry-Perot

En la figura se observa que el esquema de simulación para el filtro Fabry-Perot está formado por los siguientes módulos: un filtro Fabry-Perot con su entrada conectada a un generador de impulso óptico y su salida conectada a un OSA.

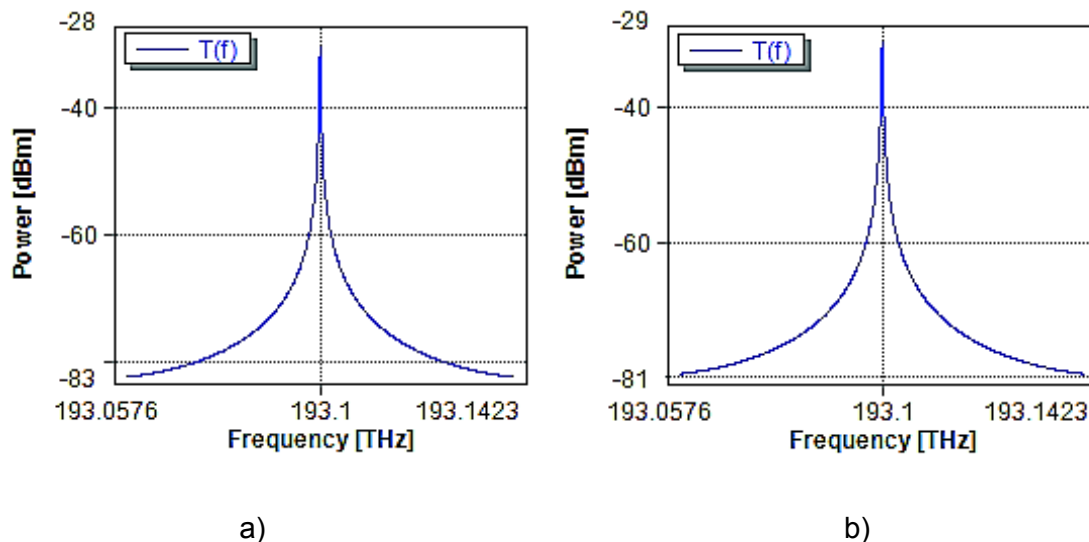
Como se menciona en la sección 2.1 el módulo del filtro Fabry-Perot permite variar tres parámetros de simulación: *CenterFrequency* (frecuencia central del filtro), *FreeSpectrRange* (FSR) y *MirrorTransmiss* (Transmisividad). Los valores de los parámetros de simulación para el ejemplo de la finura en función de la variación de la reflectividad, se muestran en la Tabla 2.5:

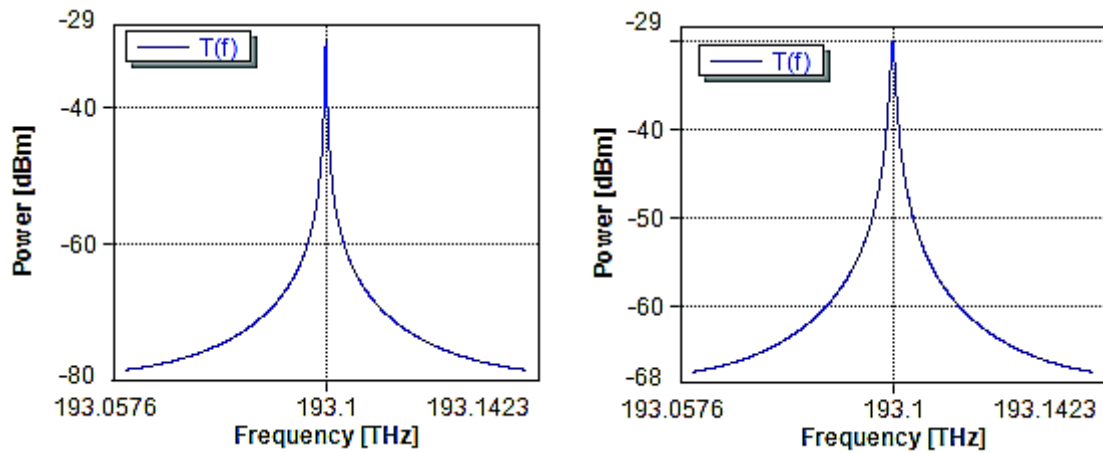
Tabla 2. 5 Valores de los parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot para las simulaciones de la finura en función de la variación de la reflectividad

Parámetros	Valores				
<i>CenterFrequency</i>	193.1 THz				
<i>FreeSpectrRange</i>	100 GHz				
<i>MirrorTransmiss</i>	a	b	c	d	e
	0.0047	0.0065	0.0074	0.0263	0.7077

El parámetro *MirrorTransmiss* de la Tabla 2.5 representa la transmisividad del filtro Fabry-Perot, que resulta ser el complemento de la reflectividad. Los valores de frecuencia central y reflectividad son los otorgados por el ejemplo de caso teórico. El *FSR* es el dado por defecto en el simulador, debido a que no es un parámetro que influye en los cálculos realizados.

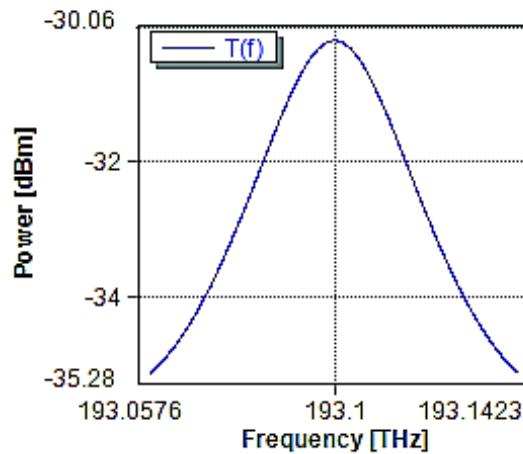
Con los valores de los parámetros expuestos se realiza la simulación para obtener la respuesta de frecuencia del filtro Fabry-Perot con diferentes valores de reflectividad. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 2.29:





c)

d)



e)

Figura 2. 29 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot con variación de la reflectividad. a) $R=0.9953$, b) $R=0.9935$, c) $R=0.9926$, d) $R=0.9737$, e) $R = 0.2923$

En la Figura 2.29 se observa los diferentes resultados de la función de transferencia del filtro Fabry-Perot al variar el parámetro de la reflectividad de los espejos, considerando que estos son ideales. Se aprecia que con valores de reflectividad cercanos a la unidad como 0.9953, 0.9935 y 0.9926, la función de transferencia tiende a ser muy estrecha alrededor de la frecuencia central, en tanto que para valores lejanos de reflectividad como 0.2923 la función de transferencia tiende a ensancharse alrededor de la misma frecuencia central.

En la Tabla 2.4 se presentan los resultados del ejemplo de caso teórico de la finura en función de la variación de la reflectividad, en donde se aprecia que la finura es mayor a

medida que incrementa el valor de reflectividad en los espejos del filtro Fabry-Perot. Al simular el filtro Fabry-Perot con los mismos valores de reflectividad que en la Tabla 2.4, se observa que la finura se vuelve más estrecha, a medida que la reflectividad aumenta. En conclusión, los resultados obtenidos en la simulación son equivalentes a los valores teóricos calculados. El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.1.1.

2.2.3. Cálculo de FWHM a la salida del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad y rango espectral libre dados por el fabricante

El presente ejemplo de caso teórico se desarrolla en un escenario en el cual la reflectividad está dada en la hoja técnica del fabricante, del datasheet se toma también el valor de $FSR = 200 \text{ GHz}$ como referencia para los cálculos de $FWHM$. Para el desarrollo del presente ejemplo se hace uso de la Tabla 2.6 que contiene valores de $FWHM$ y reflectividad (R) dados por el fabricante, ver Anexo I.

Tabla 2. 6 Valores de FWHM y reflectividad con FSR=200 GHz [55]

R [%]	FWHM [GHz]
31	81.5
45	53.8
60	33.3
70	23.0
80	14.3

Aplicando los diferentes valores de reflectividad de la Tabla 2.6 en la Ecuación 1.16 se obtiene valores de finura (F), que al reemplazarlos en la Ecuación 1.15 permiten calcular el $FWHM$, como se muestra a continuación:

a) $R = 31 \% \equiv 0.31$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.31}}{1 - 0.31} \rightarrow F = 2.53$$

$$FWHM = \frac{200 \text{ GHz}}{2.53} \rightarrow FWHM = 79.05 \text{ GHz}$$

b) $R = 45\% \equiv 0.45$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.45}}{1 - 0.45} \rightarrow F = 3.83$$

$$FWHM = \frac{200 \text{ GHz}}{3.83} \rightarrow FWHM = 52.21 \text{ GHz}$$

c) $R = 60\% \equiv 0.60$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.60}}{1 - 0.60} \rightarrow F = 6.08$$

$$FWHM = \frac{200 \text{ GHz}}{6.08} \rightarrow F = 32.89 \text{ GHz}$$

d) $R = 70\% \equiv 0.70$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.70}}{1 - 0.70} \rightarrow F = 8.76$$

$$FWHM = \frac{200 \text{ GHz}}{8.76} \rightarrow FWHM = 22.83 \text{ GHz}$$

e) $R = 80\% \equiv 0.80$

$$F = \frac{\pi\sqrt{0.80}}{1 - 0.80} \rightarrow F = 14.04$$

$$FWHM = \frac{200 \text{ GHz}}{14.04} \rightarrow FWHM = 14.24 \text{ GHz}$$

Los valores calculados de $FWHM$ en función de la finura (F) se presentan en la Tabla 2.7, también se incluye el valor de transmisividad que es el complemento de la R .

Tabla 2. 7 Valores calculados de FWHM

R	T	F	FWHM [GHz]
0.31	0.69	2.53	79.05
0.45	0.55	3.83	52.21
0.60	0.40	6.08	32.89
0.70	0.30	8.76	22.83
0.80	0.20	14.04	14.24

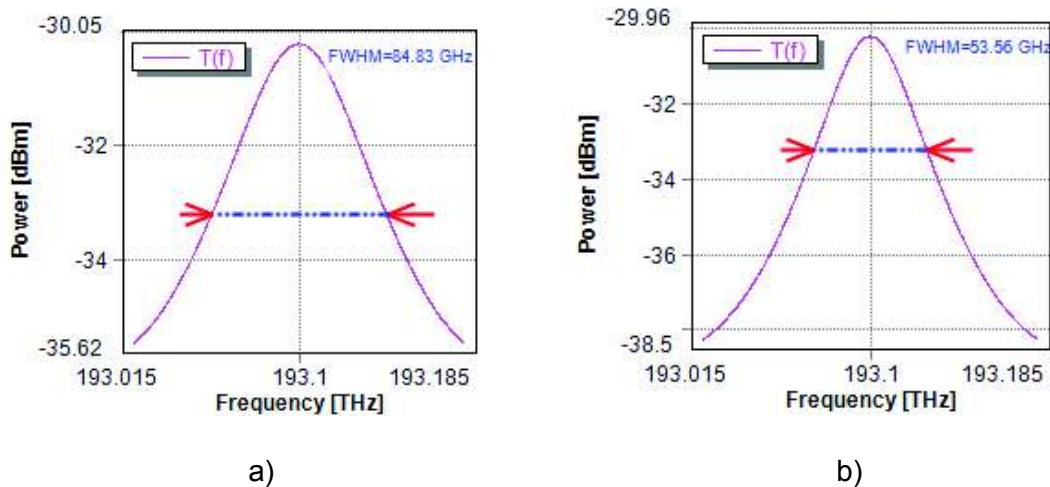
2.2.4. Simulaciones de FWHM a la salida del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad y rango espectral libre dados por el fabricante

El esquema correspondiente a la simulación del ejemplo de caso teórico se presenta en la Figura 2.28 de la sección 2.2.2. La configuración de los parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot es la que se presenta en la Tabla 2.8:

Tabla 2. 8 Valores de los parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot para las simulaciones de FWHM en función de la variación de la reflectividad

Parámetros	Valores				
<i>CenterFrequency</i>	193.1 THz				
<i>FreeSpectrRange</i>	200 GHz				
<i>MirrorTransmiss</i>	a	b	c	d	e
	0.69	0.55	0.40	0.30	0.20

La frecuencia central se mantiene en 193.1 THz puesto que es una de las frecuencias de operación definidas en la hoja técnica del fabricante, los valores de *FSR* y reflectividad son los especificados por el ejemplo de caso teórico, con los cuales los resultados de simulación para la respuesta de frecuencia del filtro se presentan en la Figura 2.30:



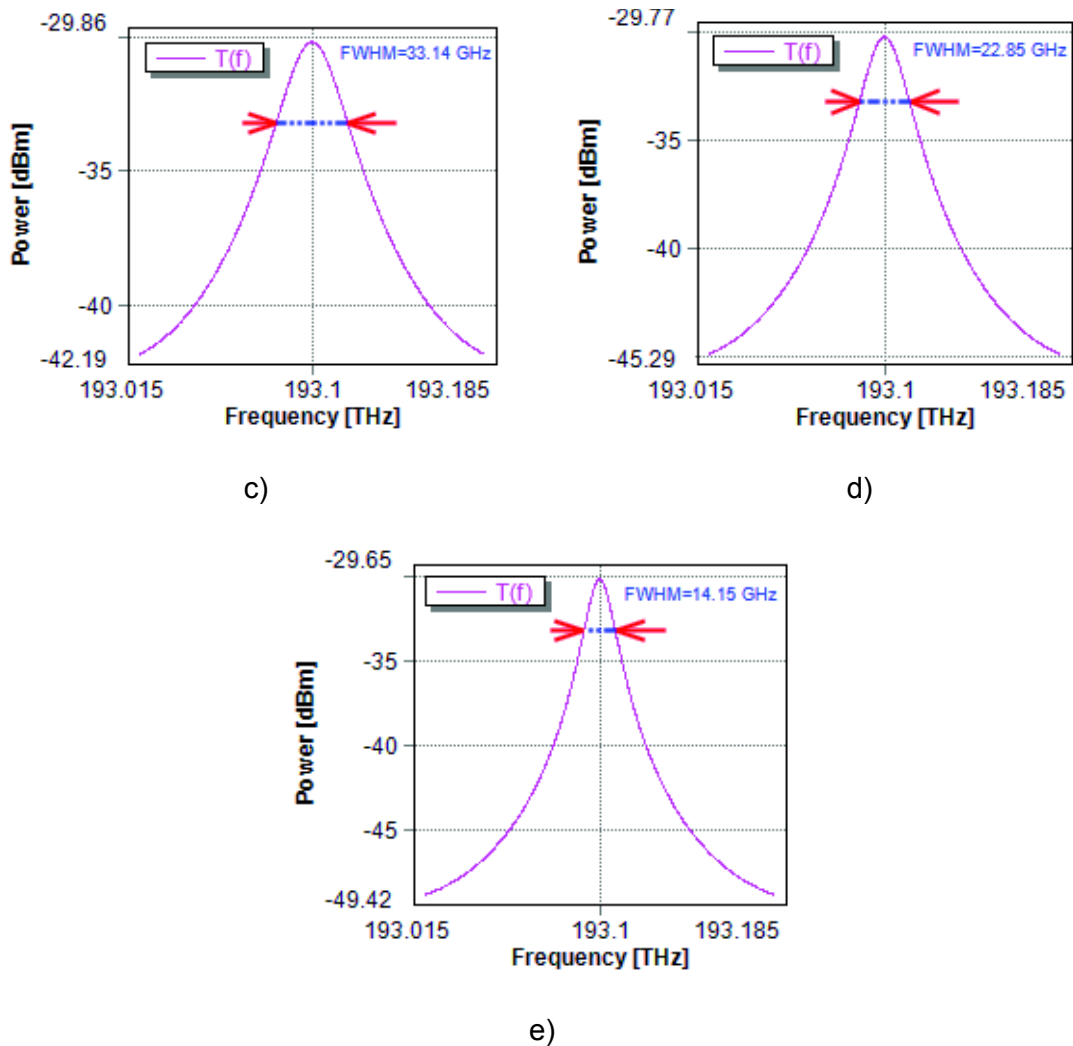


Figura 2. 30 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot con variación del parámetro de reflectividad. a) $R=0.31$, b) $R=0.45$, c) 0.60 , d) $R=0.70$, e) $R=0.80$

En la Figura 2.30 se observa la variación de la función de transferencia del filtro Fabry-Perot a medida que aumenta el valor de reflectividad. Se aprecia que con valores de reflectividad pequeños como 0.31 y 0.45 el ancho de banda a -3 dB , tiene una tendencia a incrementar como en las Figuras 2.30 a) y b), en cambio con valores de reflectividad mayores como 0.60, 0.70 y 0.80 se aprecia que el ancho de banda a -3 dB tiende a disminuir, como en las Figuras 2.30 c), d) y e).

En la Tabla 2.7 se presentan los resultados del ejemplo de caso teórico de $FWHM$ en función de la variación de la finura dada por el fabricante, en donde se aprecia que a medida que aumenta la finura disminuye el valor de $FWHM$. Al simular el filtro Fabry-Perot con valores iguales de reflectividad, se observa que el $FWHM$ obtenido presenta las mismas características de comportamiento que el calculado.

En la Tabla 2.9, se presenta el cálculo de errores relativos teóricos (ϵ_{VTC}) y simulados (ϵ_{VS}) obtenidos del *FWHM*. Se considera como valor real al valor de *FWHM* dado por el fabricante en la Tabla 2.6, como se presenta a continuación:

Tabla 2. 9 Cálculo de errores relativos de los valores de *FWHM* calculados y simulados

Valores del fabricante (VF)		Valor teórico calculado (VTC)	Valor simulado (VS)	Error Relativo [%]	
R	FWHM [GHz]	FWHM [GHz]	FWHM [GHz]	ϵ_{VTC}	ϵ_{VS}
0.31	85.1	79.05	84.83	7.11	0.32
0.45	53.8	52.21	53.56	2.95	0.45
0.60	33.3	32.89	33.14	1.23	0.48
0.70	23.0	22.83	22.85	0.74	0.65
0.80	14.3	14.24	14.15	0.42	1.05

Se puede concluir que los resultados obtenidos de *FWHM* en la simulación son muy cercanos a los valores teóricos calculados, con porcentajes de error relativo mínimos al contrastarse con los valores reportados por el fabricante.

El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.1.1.

2.2.5. Sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos

Este ejemplo de caso teórico corresponde a un escenario en el que se mantiene constante el valor de *FSR* y la frecuencia central en la que opera el filtro Fabry-Perot; además, se varía la distancia entre los espejos que permite sintonizar nuevas frecuencias de resonancia. En la Figura 2.31 se muestra los diferentes rangos de *FSR* en filtros e interferómetros Fabry-Perot.

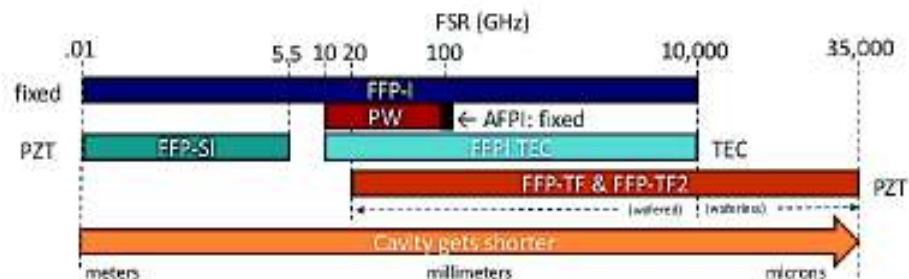


Figura 2. 31 Rangos de *FSR* en filtros e interferómetros de Fabry-Perot [56]

En esta figura se aprecia que el rango de FSR para los filtros sintonizables Fabry-Perot se encuentra entre 20 GHz y 35 THz , en función de esto se selecciona para los cálculos del presente ejemplo de caso teórico al filtro FFP-TF (*Fiber Fabry-Perot Tunable Filter*), cuya hoja técnica se encuentra en el Anexo II, sus especificaciones de parámetros ópticos más importantes se pueden observar en la Tabla 2.10:

Tabla 2. 10 Especificaciones técnicas del filtro FFP-TF [57]

Especificaciones	FFP-TF
Propiedades ópticas	
Rango de frecuencias de operación	O (1260-1360) nm C (1520-1570) nm E (1360-1480) nm L (1570-1620) nm S (1480-1520) nm
Rango espectral libre	10 a 25.000 GHz
Valores estándar de finura	10, 40, 100, 200, 500, 650, 1000, 2000, 4000
Ancho de banda -3 dB	FSR/FWHM
Pérdidas por inserción	<2.5 dB

El rango de FSR para el filtro FFP-TF va de 10 GHz a 25 THz , y se puede seleccionar cualquier valor fijo dentro del mismo. Se selecciona un $FSR = 10\text{ THz}$, que se encuentra alrededor de la mitad del rango. Los rangos de frecuencia de operación del filtro FFP-TF son: las bandas ópticas O (1260 – 1360)nm, E (1360 – 1480)nm, S (1480 – 1520)nm, C (1520 – 1570)nm y L (1570 – 1620)nm. Se selecciona la longitud de onda de la banda C 1553.59 nm cuya frecuencia es 193.1 THz .

Para los cálculos se considera la Ecuación 1.13, en la cual se describe la relación inversamente proporcional que existe entre FSR y la distancia entre los espejos del filtro, si el medio interno entre los planos paralelos es aire, cuyo índice de refracción es $n = 1,0002926 \approx 1$, se tiene la Ecuación 2.2, que permite calcular el FSR del filtro.

$$FSR = \frac{c}{2L}$$

Ecuación 2.2 FSR del filtro Fabry-Perot con aire como medio interno

Con la Ecuación 2.2 se realiza el cálculo de la distancia de los espejos del filtro Fabry-Perot en función del rango espectral libre (FSR) dado por el fabricante, como se presenta a continuación:

$$10\text{ THz} = \frac{3 \times 10^8\text{ m/s}}{2L} \rightarrow L = 15\text{ }\mu\text{m}$$

La variación de la distancia entre los espejos se realiza en dos escenarios, en el primero el piezoeléctrico posee una longitud L y en el segundo la longitud es equivalente a X , como se indica en la sección 1.3.1 parte c) en la que se hace referencia al parámetro de sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot, los cálculos respectivos se realizan a continuación:

a) Variación de la distancia entre los espejos del filtro Fabry-Perot generada por la expansión espacial de un material piezoeléctrico de longitud L

Con la relación dada en la Ecuación 1.18, correspondiente al máximo desplazamiento de frecuencia en función del incremento de la cavidad, se realiza el cálculo de ΔL , para el cual Δf es $FSR = 10 THz$ y f es la frecuencia central de $193.1 THz$, como se presenta a continuación:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{10 THz}{193.1 THz} = 0.05 \rightarrow \frac{\Delta L}{L} = 0.05$$

$$\Delta L = 0.05(L) = 0.05(15 \mu m) \rightarrow \Delta L = 0.75 \mu m$$

Ahora, se procede con el cálculo de la longitud de onda de resonancia sintonizada (λ_s), mediante la Ecuación 1.17, la cual indica la variación de longitud de la cavidad dependiendo del punto al que se desee desplazar la banda pasante:

$$0.75 \mu m = \frac{\lambda_s}{2(1)} \rightarrow \lambda_s = 1.5 \mu m \rightarrow f_s = 200 THz$$

Lo que permite concluir que con un valor de variación de distancia entre los espejos de $0.75 \mu m$, en un filtro Fabry-Perot con valor de distancia entre espejos $L = 15 \mu m$, se puede sintonizar el filtro dentro del rango de FSR con una frecuencia de sintonía de $f_s = 200 THz$.

Con el máximo valor para la variación de la distancia de los espejos (ΔL), la distancia entre los espejos (L) cambia a un valor de $L + \Delta L = 15 \mu m + 0.75 \mu m = 15.75 \mu m$, con este valor de distancia se calcula el nuevo valor del rango espectral libre (FSR) del filtro Fabry-Perot:

$$FSR_{f_s} = \frac{3 \times 10^8 m/s}{2(15.75 \mu m)} \rightarrow FSR_{f_s} = 9.52 THz$$

b) Variación de la distancia entre los espejos del filtro Fabry-Perot generada por la expansión espacial de un piezoeléctrico de longitud X

Con la relación dada en la Ecuación 1.19 correspondiente al máximo desplazamiento de frecuencia en función del incremento de la cavidad del filtro Fabry-Perot, se realiza el cálculo de ΔX , considerando que Δf es $FSR = 10 THz$ y f es la frecuencia central de $193.1 THz$, como se presenta a continuación:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{10 THz}{193.1 THz} = 0.05 = \frac{\Delta X}{L}$$

$$\Delta X = 0.05L = 0.05(15 \mu m) \rightarrow \Delta X = 0.75 \mu m$$

El valor de ΔX es igual al de ΔL , debido a que matemáticamente se encuentran relacionados con el FSR y la frecuencia central del filtro. Ahora, se procede con el cálculo de λ_s mediante la Ecuación 1.17, la cual indica la variación de longitud de la cavidad dependiendo del punto al que se desee desplazar la banda pasante:

$$0.75 \mu m = \frac{\lambda_s}{2(1)} \rightarrow \lambda_s = 1.5 \mu m$$

$$\lambda_s = 1.5 \mu m \rightarrow f_s = 200 THz$$

Con el máximo valor para ΔX , la distancia entre los espejos cambia a un valor de $X + \Delta X$, en este caso X posee un valor equivalente a $L + D$ como se aprecia en la Figura 1.6 del capítulo 1, si $X \gg D$ eso significa que D posee un valor menor a L , se asume un $D = 10 \mu m$ debido a que es semejante en decenas de μm a L , con lo cual $X + \Delta X = 15 + 10 + 0.75 \mu m = 25.75 \mu m$, con este valor de distancia se calcula el nuevo valor de FSR :

$$FSR_{f_s} = \frac{3 \times 10^8 m/s}{2(25.75 \mu m)} \rightarrow FSR_{f_s} = 5.82 THz$$

Los valores calculados de frecuencia sintonizada (f_s) y rango espectral libre de sintonización (FSR_{f_s}) en función de la variación de la distancia entre los espejos se presentan en la Tabla 2.11:

Tabla 2. 11 Valores calculados de f_s y FSR_{fs}

Longitud del piezoeléctrico	Expansión total del piezoeléctrico [um]	f_s [THz]	FSR_{fs} [THz]
L	15.75	200	9.52
X	25.75	200	5.82

2.2.6. Simulaciones de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos

El esquema correspondiente a las simulaciones se presenta en la Figura 2.28, presente en la sección 2.2.1. La configuración de los parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot se realiza como se presenta en la Tabla 2.12:

Tabla 2. 12 Valores de los parámetros del módulo del filtro Fabry-Perot para la simulación de sintonizabilidad en función de la variación de la distancia entre los espejos

Parámetros	Valores	
	Iniciales	Sintonizados
CenterFrequency	193.1 THz	200 THz
FreeSpectrRange	10 THz	9.52 THz y 5.82 THz
MirrorTransmiss	0.1	0.1

Primero se realiza la simulación con los parámetros iniciales del filtro Fabry-Perot: frecuencia central $193.1 THz$ y $FSR = 10 THz$, dados por el fabricante. Luego se realiza la simulación con los parámetros sintonizados: frecuencia de resonancia sintonizada $200 THz$, $FSR = 9.52 THz$ para un piezoeléctrico de longitud L y $FSR = 5.82 THz$ para un piezoeléctrico de longitud X . El parámetro de transmisividad se mantiene por defecto el valor del simulador, debido a que interesa en los resultados del simulador apreciar la sintonía y la periodicidad del filtro Fabry-Perot independientemente de la reflectividad.

En la Figura 2.32 se observa los resultados de la simulación respecto a la función de transferencia del filtro Fabry-Perot para diferentes FSR , en la cual se aprecia la función de transferencia del filtro Fabry-Perot para los tres casos: en color rosado con parámetro FSR dado por el fabricante, en color celeste con FSR dado por la variación en la distancia entre los espejos con un piezoeléctrico de longitud L , en color café con FSR dado por la variación de distancia entre los espejos con un piezoeléctrico de longitud X . Además, se observa que la frecuencia sintonizada en los dos escenarios simulados se encuentra en $200 THz$ y que a medida que la periodicidad incrementa la finura cambia, para el

escenario del filtro Fabry-Perot con piezoeléctrico de longitud X se observa que al tener un valor de FSR menor sus picos de transmisión tienden a ser más estrechos.

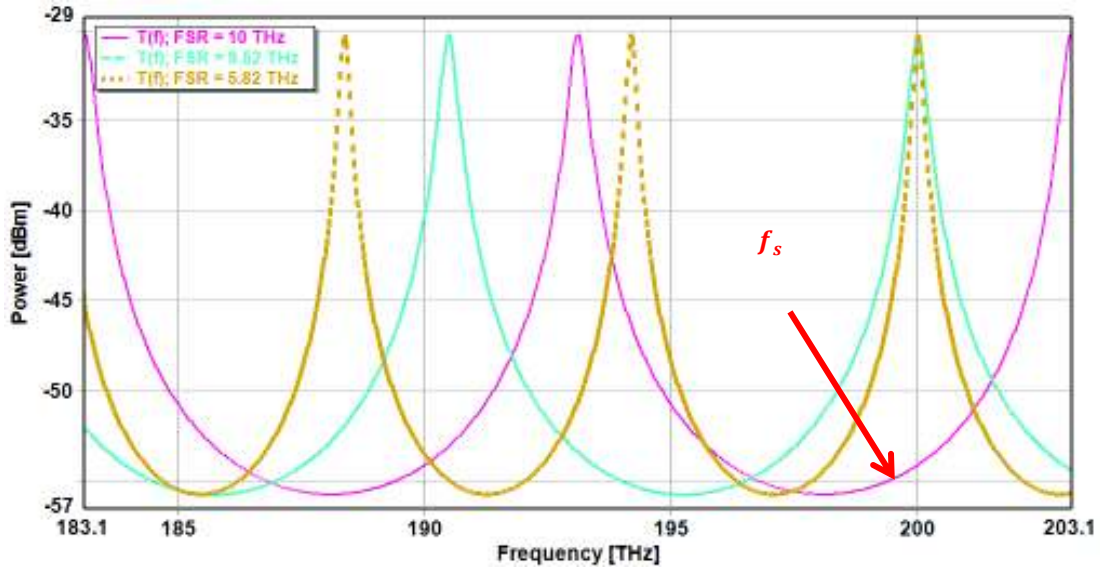


Figura 2. 32 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot con variación de FSR

En la Tabla 2.11 se presentan los resultados del ejemplo de caso teórico de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos, en donde se aprecia que a pesar de tener la misma frecuencia de sintonizabilidad $f_s = 200$ THz el valor del rango espectral libre cambia, para el piezoeléctrico de longitud L se tiene un $FSR = 9.52$ THz y para el de longitud X se presenta un $FSR = 5.82$ THz. Al simular con los nuevos valores de FSR se puede observar que las nuevas frecuencias de resonancia están contenidas dentro del FSR inicial de 10 THz. Se puede concluir que los resultados obtenidos de sintonizabilidad en la simulación son los esperados en función de los valores teóricos calculados. El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.1.2.

2.3 Ejemplos de casos teóricos y simulaciones del filtro Mach-Zehnder

En la sección 2.3.1 se realiza un ejemplo de caso teórico del filtro Mach-Zehnder basado en expresiones matemáticas presentadas en el capítulo 1 para este filtro. Este ejemplo

relaciona la anchura de banda total a mitad del máximo (*FWHM*), la finura y el tiempo de retardo con el rango espectral libre (*FSR*) del filtro Mach-Zehnder. Las simulaciones correspondientes a este ejemplo de caso teórico se realizan en la sección 2.3.2.

2.3.1. Cálculo de *FWHM*, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre del filtro Mach-Zehnder

El presente ejemplo de caso teórico se desarrolla en un escenario en el cual se toma diferentes valores de *FSR* de la hoja técnica de un fabricante de filtro Mach-Zehnder, los cuales permiten luego realizar los cálculos del *FWHM*.

Para el desarrollo del presente ejemplo, se utiliza los parámetros de la Tabla 2.13 que son tomados de la hoja técnica de especificaciones del fabricante correspondiente al Anexo III, de la cual se seleccionan valores de *FSR* (10, 30, 50, 70, 90 GHz), que permiten posteriormente calcular el *FWHM* para la salida seno y coseno del filtro Mach-Zehnder.

Tabla 2. 13 Especificaciones técnicas del filtro Mach-Zehnder [58]

Parámetros	Especificaciones
Longitudes de onda central	1060, 1310, 1550 nm
Rango de longitud de onda	± 70 nm
FSR	10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 GHz
Tolerancia FSR	2%
Pérdidas por retorno	55 dB

a) *FWHM* para la salida seno

Aplicando las Ecuaciones 1.25 y 1.26 descritas en la sección 1.3.2 parte c) del capítulo 1, correspondientes al cálculo de las frecuencias f_1 y f_2 , y la Ecuación 1.23 la cual hace referencia al cálculo de *FWHM*, para cada valor de *FSR* seleccionado del fabricante, se tiene:

- ***FSR* = 10 GHz**

$$f_1 = \frac{0.78 (10 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_1 = 2.48 \text{ GHz}$$

$$f_2 = \frac{2.36 (10 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_2 = 7.51 \text{ GHz}$$

$$FWHM = 7.51 \text{ GHz} - 2.48 \text{ GHz} \rightarrow FWHM = 5.03 \text{ GHz}$$

- **FSR = 30 GHz**

$$f_1 = \frac{0.78 (30 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_1 = 7.44 \text{ GHz}$$

$$f_2 = \frac{2.36 (30 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_2 = 22.53 \text{ GHz}$$

$$FWHM = 22.53 \text{ GHz} - 7.44 \text{ GHz} \rightarrow FWHM = 15.09 \text{ GHz}$$

- **FSR = 50 GHz**

$$f_1 = \frac{0.78 (50 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_1 = 12.41 \text{ GHz}$$

$$f_2 = \frac{2.36 (50 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_2 = 37.56 \text{ GHz}$$

$$FWHM = 37.56 \text{ GHz} - 12.41 \text{ GHz} \rightarrow FWHM = 25.15 \text{ GHz}$$

- **FSR = 70 GHz**

$$f_1 = \frac{0.78 (70 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_1 = 17.37 \text{ GHz}$$

$$f_2 = \frac{2.36 (70 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_2 = 52.58 \text{ GHz}$$

$$FWHM = 52.58 \text{ GHz} - 17.37 \text{ GHz} \rightarrow FWHM = 35.21 \text{ GHz}$$

- **$FSR = 90 \text{ GHz}$**

$$f_1 = \frac{0.78 (90 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_1 = 22.34 \text{ GHz}$$

$$f_2 = \frac{2.36 (90 \text{ GHz})}{\pi} \rightarrow f_2 = 67.60 \text{ GHz}$$

$$FWHM = 67.60 \text{ GHz} - 22.34 \text{ GHz} \rightarrow FWHM = 45.26 \text{ GHz}$$

b) $FWHM$ para la salida coseno

La Ecuación 1.29 correspondiente al cálculo de la frecuencia f de la salida coseno del filtro Mach-Zehnder, es equivalente a la Ecuación 1.25 perteneciente al cálculo de la frecuencia f_1 de la salida seno.

Visto de esta manera $f = f_1$, por lo que es posible usar los resultados del literal a) en la Ecuación 1.27, para obtener los valores de $FWHM$ para la salida coseno, que corresponden a:

- **$FSR = 10 \text{ GHz}, f = f_1 = 2.48 \text{ GHz}$**

$$FWHM = 2 (2.48 \text{ GHz}) \rightarrow FWHM = 4.96 \text{ GHz}$$

- **$FSR = 30 \text{ GHz}, f = f_1 = 7.44 \text{ GHz}$**

$$FWHM = 2 (7.44 \text{ GHz}) \rightarrow FWHM = 14.88 \text{ GHz}$$

- **$FSR = 50 \text{ GHz}, f = f_1 = 12.41 \text{ GHz}$**

$$FWHM = 2 (12.41 \text{ GHz}) \rightarrow FWHM = 24.82 \text{ GHz}$$

- **$FSR = 70 \text{ GHz}, f = f_1 = 17.37 \text{ GHz}$**

$$FWHM = 2 (17.37 \text{ GHz}) \rightarrow FWHM = 34.74 \text{ GHz}$$

- $FSR = 90 \text{ GHz}, f = f_1 = 22.34 \text{ GHz}$

$$FWHM = 2 (22.34 \text{ GHz}) \rightarrow FWHM = 44.68 \text{ GHz}$$

En la Tabla 2.14 se presentan los valores de $FWHM$ calculados para la salida seno y coseno del filtro Mach-Zehnder en relación con los diferentes valores de FSR .

Tabla 2. 14 Valores calculados de $FWHM$ para la salida seno y coseno

FSR [GHz]	FWHM_{SENO} [GHz]	FWHM_{COSENO} [GHz]
10	5.03	4.96
30	15.09	14.88
50	25.15	24.82
70	35.21	34.74
90	45.26	44.68

Para el cálculo de la finura y el tiempo de retardo del filtro Mach-Zehnder, que corresponden a las Ecuaciones 1.30 y 1.21 de la sección 1.3.2, se toma en cuenta los valores de FSR y $FWHM$ de la salida seno y coseno obtenidos anteriormente y que constan en la Tabla 2.14:

c) Finura (F) y tiempo de retardo (τ) para la salida seno

- $FSR = 10 \text{ GHz}, FWHM = 5.03 \text{ GHz}$

$$F = \frac{10 \text{ GHz}}{5.03 \text{ GHz}} \rightarrow F = 1.98$$

$$FSR = 10 \text{ GHz} = \frac{1}{\tau} \rightarrow \tau = 0.100 \text{ ns}$$

- $FSR = 30 \text{ GHz}, FWHM = 15.09 \text{ GHz}$

$$F = \frac{30 \text{ GHz}}{15.09 \text{ GHz}} \rightarrow F = 1.98$$

$$FSR = 30 \text{ GHz} = \frac{1}{\tau} \rightarrow \tau = 0.033 \text{ ns}$$

- **$FSR = 50 \text{ GHz}$, $FWHM = 25.15 \text{ GHz}$**

$$F = \frac{50 \text{ GHz}}{25.15 \text{ GHz}} \rightarrow F = 1.98$$

$$FSR = 50 \text{ GHz} = \frac{1}{\tau} \rightarrow \tau = 0.020 \text{ ns}$$

- **$FSR = 70 \text{ GHz}$, $FWHM = 35.21 \text{ GHz}$**

$$F = \frac{70 \text{ GHz}}{35.21 \text{ GHz}} \rightarrow F = 1.98$$

$$FSR = 70 \text{ GHz} = \frac{1}{\tau} \rightarrow \tau = 0.014 \text{ ns}$$

- **$FSR = 90 \text{ GHz}$, $FWHM = 45.26 \text{ GHz}$**

$$F = \frac{90 \text{ GHz}}{45.26 \text{ GHz}} \rightarrow F = 1.98$$

$$FSR = 90 \text{ GHz} = \frac{1}{\tau} \rightarrow \tau = 0.011 \text{ ns}$$

d) Finura (F) y tiempo de retardo (τ) para la salida coseno

El tiempo de retardo depende solo de FSR , por lo que es constante para las dos salidas.

- **$FSR = 10 \text{ GHz}$, $FWHM = 4.96 \text{ GHz}$**

$$F = \frac{10 \text{ GHz}}{4.96 \text{ GHz}} \rightarrow F = 2.01$$

- **$FSR = 30 \text{ GHz}$, $FWHM = 14.88 \text{ GHz}$**

$$F = \frac{30 \text{ GHz}}{14.88 \text{ GHz}} \rightarrow F = 2.01$$

- ***FSR = 50 GHz, FWHM = 24.82 GHz***

$$F = \frac{50 \text{ GHz}}{24.82 \text{ GHz}} \rightarrow F = 2.01$$

- ***FSR = 70 GHz, FWHM = 34.74 GHz***

$$F = \frac{70 \text{ GHz}}{34.74 \text{ GHz}} \rightarrow F = 2.01$$

- ***FSR = 90 GHz, FWHM = 44.68 GHz***

$$F = \frac{90 \text{ GHz}}{44.68 \text{ GHz}} \rightarrow F = 2.01$$

En la Tabla 2.15 se presentan los valores de finura y tiempo de retardo calculados para la salida seno y coseno del filtro Mach-Zehnder en relación con los diferentes valores de *FSR* y *FWHM*.

Tabla 2. 15 Valores calculados de finura y tiempo de retardo para la salida seno y coseno

FSR [GHz]	τ [ns]	Salida seno		Salida coseno	
		FWHM [GHz]	Finura	FWHM [GHz]	Finura
10	0.100	5.03	1.98	4.96	2.01
30	0.033	15.09		14.88	
50	0.020	25.15		24.82	
70	0.014	35.21		34.74	
90	0.011	45.26		44.68	

2.3.2. Simulaciones del FWHM, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre del filtro Mach-Zehnder

El esquema correspondiente a las simulaciones se presenta en la Figura 2.33, el cual está formado por cuatro módulos: el módulo del filtro Mach-Zehnder, un generador de impulso óptico conectado a una de las entradas del filtro Mach-Zehnder y dos OSA conectados a las salidas del filtro. Debido a que el estudio se basa en el comportamiento del filtro Mach-Zehnder con una entrada activa, la segunda se encuentra desconectada del módulo del mismo.

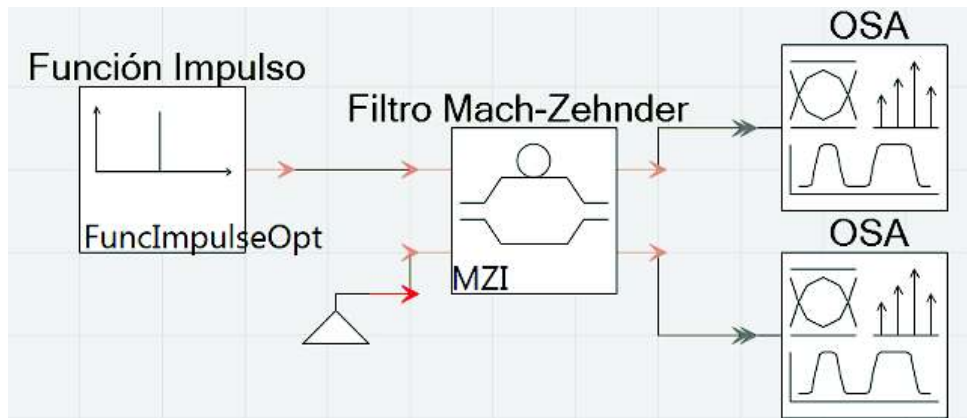


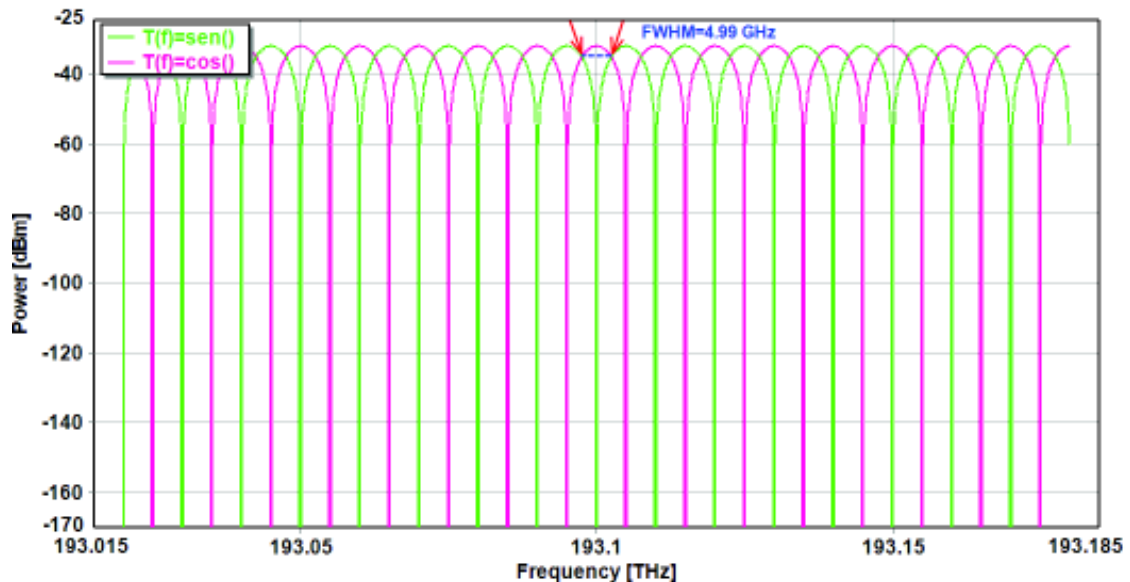
Figura 2. 33 Esquema para la simulación del filtro Mach-Zehnder

La configuración de los parámetros del módulo del filtro Mach-Zehnder se realiza con los valores de la Tabla 2.16:

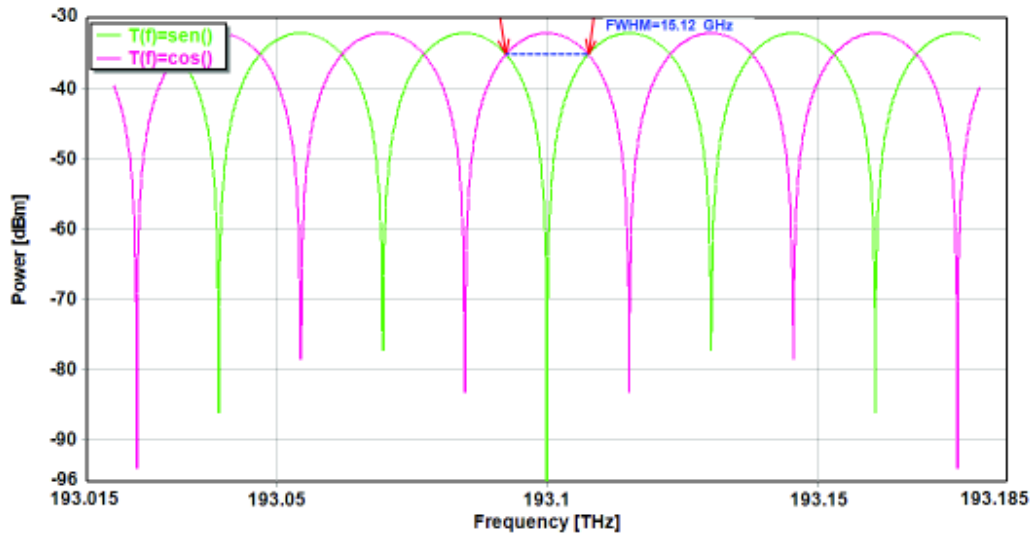
Tabla 2. 16 Valores de los parámetros del módulo del filtro Mach-Zehnder para la simulación del FWHM, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre

Parámetros	Valores				
<i>DelayTime</i>	a	b	c	d	E
	0.100 ns	0.033 ns	0.020 ns	0.014 ns	0.011 ns

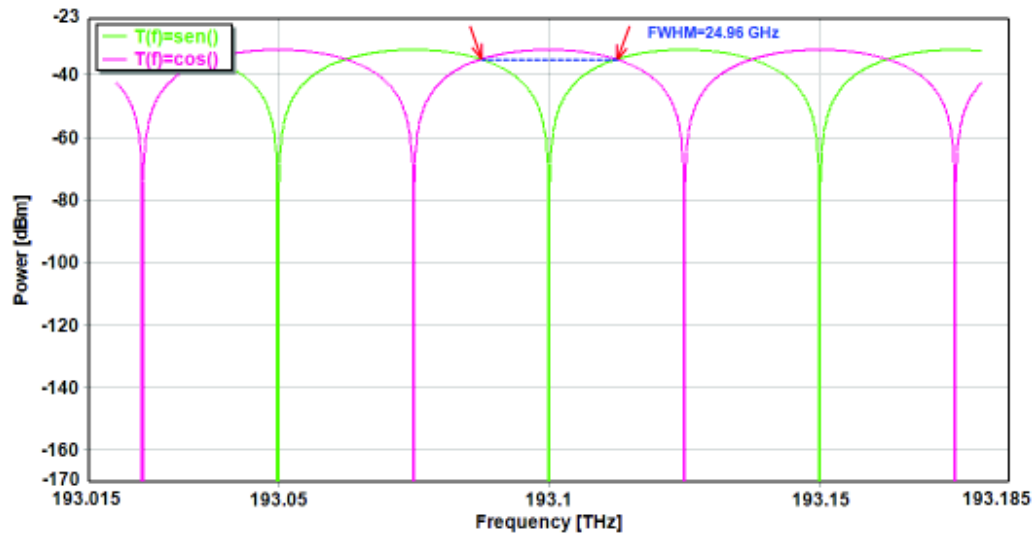
El parámetro *DelayTime* del módulo del filtro Mach-Zehnder corresponde al tiempo de retardo. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 2.34:



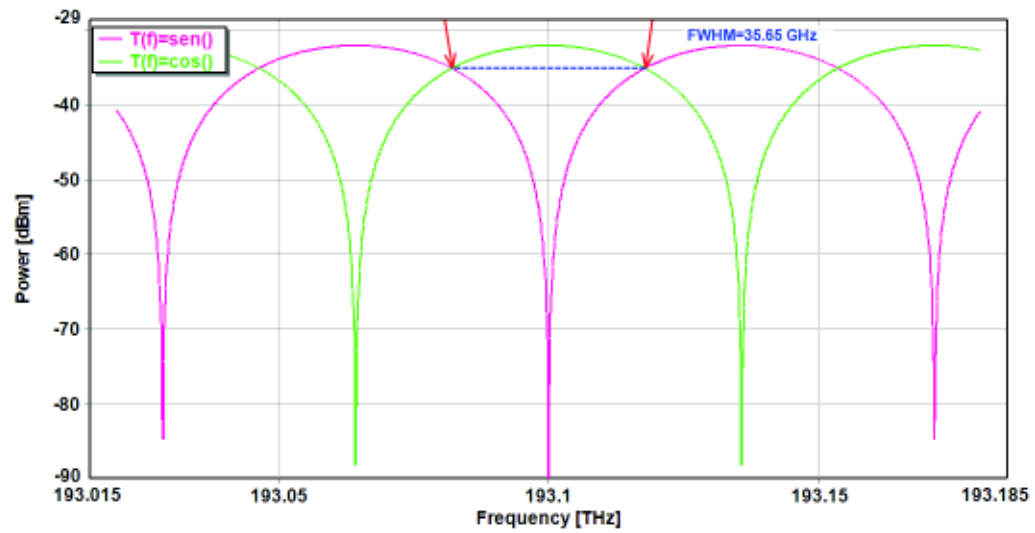
a)



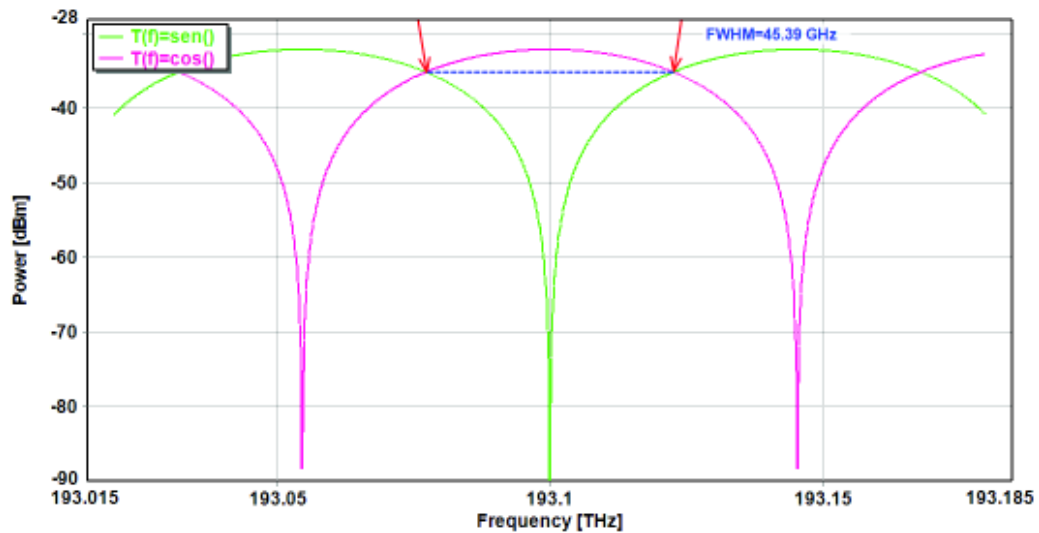
b)



c)



d)



e)

Figura 2. 34 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con diferentes valores del tiempo de retardo. a) $\tau=0.1$ ns, b) $\tau=0.033$ ns, c) $\tau=0.020$ ns, d) $\tau=0.014$ ns, e) $\tau=0.011$ ns

En la Figura 2.34 se aprecia la variación del *FWHM* en la función de transferencia del filtro Mach-Zehnder a medida que disminuye el tiempo de retardo. En color verde se observa la salida seno del filtro Mach-Zehnder y en color rosado la salida coseno. Se toma la medida de *FWHM* solamente en la salida coseno, debido a que sus valores son equivalentes con la salida seno.

El *FSR* está representado en la Figura 2.34 por los dos primeros picos mínimos a cada lado de la frecuencia central, los picos consecutivos se deben a la periodicidad que presenta el filtro Mach-Zehnder.

Se observa que el valor de *FWHM* se incrementa a medida que el rango espectral libre aumenta, por lo que se aprecia una relación directamente proporcional entre los dos parámetros.

En las Tablas 2.17 y 2.18 se presentan los valores de errores relativos para los resultados de los valores teóricos calculados y simulados obtenidos del *FWHM* en la salida seno y coseno del filtro. Para el cálculo se asume como valor real al valor de *FWHM* obtenido en las simulaciones, debido a que los valores ingresados de tiempo de retardo corresponden a los de *FSR* otorgados por la hoja técnica del fabricante, en las tablas se aprecia que los resultados obtenidos de *FWHM* calculados son aproximadamente iguales a los resultados que arrojan las simulaciones, con porcentajes de error relativo mínimos.

Tabla 2. 17 Valores de errores relativos de los resultados de FWHM calculados y simulados en la salida seno

τ [ns]	FWHM [GHz] salida seno calculado	FWHM [GHz] salida seno simulado	$\varepsilon_{\text{seno}}$ [%]
0.100	5.03	4.99	0.80
0.033	15.09	15.12	0.19
0.020	25.15	24.96	0.76
0.014	35.21	35.65	1.23
0.011	45.26	45.39	0.28

Tabla 2. 18 Valores de errores relativos de los resultados de FWHM calculados y simulados en la salida coseno

τ [ns]	FWHM [GHz] salida coseno calculado	FWHM [GHz] salida coseno simulado	$\varepsilon_{\text{coseno}}$ [%]
0.100	4.96	4.99	0.60
0.033	14.88	15.12	1.59
0.020	24.82	24.96	0.56
0.014	34.74	35.65	2.55
0.011	44.68	45.39	1.56

En la Tabla 2.15 se presentan los resultados del ejemplo de caso teórico de *FWHM*, finura y tiempo de retardo en función del rango espectral libre (*FSR*) del filtro Mach-Zehnder, en donde se aprecia que a medida que aumenta el *FSR* se incrementa el valor de *FWHM*. Al simular el filtro Mach-Zehnder con valores iguales de *FSR* y consecuentemente sus correspondientes tiempos de retardo, se observa que el *FWHM* obtenido tiende a incrementarse.

El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.2.1.

2.4 Ejemplo de caso teórico y simulación del filtro AWG

El ejemplo de caso teórico del filtro AWG desarrollado a continuación en la sección 2.4.1, utiliza expresiones matemáticas de la sección 1.3.3 correspondiente al estudio teórico de este filtro. El ejemplo relaciona el rango espectral libre (*FSR*) del filtro AWG con el orden de difracción. Las simulaciones de este ejemplo se realizan en la sección 2.4.2.

2.4.1. Cálculo de FSR en función del número de orden de difracción del filtro AWG basado en tecnología SoS

El presente ejemplo de caso teórico se desarrolla en un escenario en el cual se ha tomado como referencia una hoja técnica de un fabricante del filtro AWG correspondiente al Anexo IV, la que ayuda a calcular parámetros del filtro que se comprueban con las simulaciones posteriormente realizadas. Para el desarrollo del presente ejemplo se hace uso de los datos de la Tabla 2.19 que pertenece a la hoja de especificaciones técnicas del fabricante, que se incluyen en el Anexo IV, del cual se selecciona el orden de difracción ($m = 6$) que permite obtener el FSR del filtro AWG.

Tabla 2. 19 Especificaciones técnicas del filtro AWG [59]

Parámetros	Especificaciones
Número de canales	8
Espaciamiento de canal	50 GHz
Número de orden	6
Ancho de banda a -1 dB	180 pm

Para este ejemplo, se usa la Ecuación 1.35 de la sección 1.3.3 parte c), correspondiente al cálculo del rango espectral libre en un filtro AWG, las variables que involucra dicha ecuación son:

- Relación entre el índice de grupo y efectivo $\left(\frac{n_{eff}}{n_g}\right)$.
- Orden de difracción (m).
- Frecuencia central del filtro AWG (V_C)

Según [11]: la relación entre los índices $\frac{n_{eff}}{n_g}$ para tecnología *SoS* es $\frac{n_{eff}}{n_g} = 0.975$ y para tecnología *InP* es $\frac{n_{eff}}{n_g} = 0.9$, para una longitud de onda central de 1550 nm (193.41 THz).

Los datos técnicos de la Tabla 2.19 corresponden a un filtro AWG basado en tecnología *SoS*, por lo que para el presente ejemplo de caso teórico se considera la relación $\frac{n_{eff}}{n_g} = 0.975$ usada en esta tecnología con una frecuencia central del filtro 193.41 THz. Aplicando estas consideraciones en las variables de la Ecuación 1.35, el FSR calculado es:

$$FSR = \frac{193.41 \text{ THz}}{6} (0.975) \rightarrow FSR = 31.43 \text{ THz}$$

2.4.2. Simulaciones de FSR en función del número de orden de difracción del filtro AWG basado en tecnología SoS

El esquema para las simulaciones del filtro AWG se presenta en la Figura 2.35:

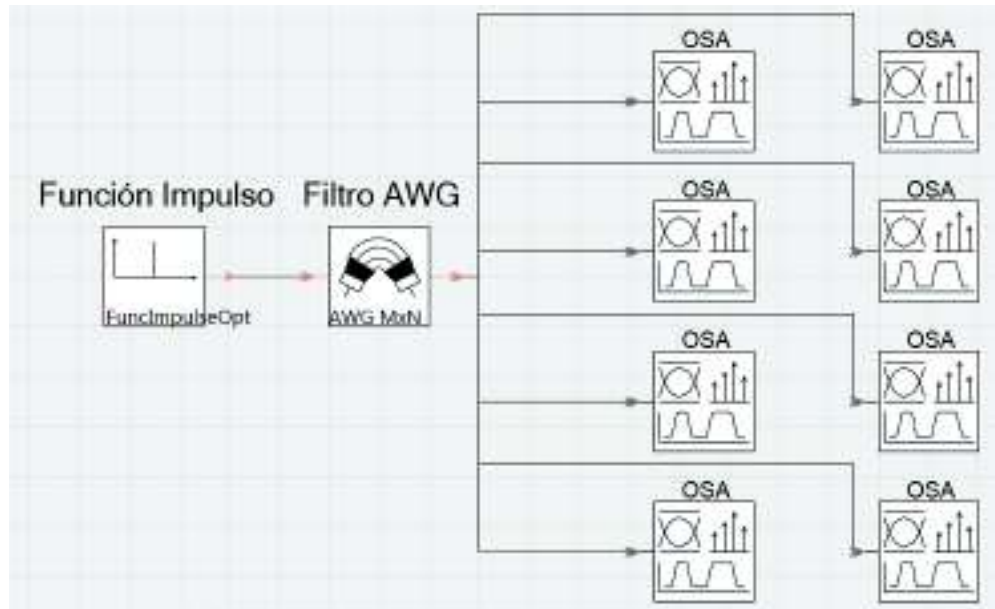


Figura 2. 35 Esquema para la simulación del filtro AWG

En la Figura 2.35 se observa que el esquema de simulación del filtro AWG está formado por diez módulos: un generador de impulso óptico conectado a la entrada del filtro AWG y ocho OSA conectados a la salida del filtro. La hoja técnica del fabricante del Anexo IV, indica que este filtro AWG puede configurarse con una entrada y ocho salidas, cada salida se encuentra representada por un OSA. La configuración de los parámetros del módulo del filtro AWG se encuentra en la Tabla 2.20:

Tabla 2. 20 Valores de los parámetros del módulo del filtro AWG para las simulaciones del FSR en función de la variación del número de orden de difracción

Parámetros	Valores
Geométricos	
<i>NumberOfInputPorts</i>	1
<i>NumberOfOutputPorts</i>	8
Frecuencia	
<i>ChannelFrequency</i>	193.41 THz
<i>ChannelSpacingOutput</i>	50 GHz
<i>FreeSpectralRange</i>	31.43 THz

ChannelFrequency representa la frecuencia central del filtro AWG, en este caso es 193.41 THz correspondiente a la frecuencia central usada en el ejemplo de caso teórico. *ChannelSpacing* es el espaciamiento entre canales, en esta simulación tiene un valor de 50 GHz y está dado por la Tabla 2.19. Finalmente, *FreeSpectralRange* corresponde al rango espectral libre del filtro AWG, en esta simulación con valor de 31.43 THz correspondiente al cálculo del ejemplo de caso teórico.

Para las simulaciones se considera que el filtro AWG está configurado en *ModelType Datasheet*, que es el modelo que más se asemeja a las características reales del filtro, este modelo a su vez se clasifica en función de su banda de paso, en:

- *Gaussian*
- *FlatHyperGauss*

Las simulaciones del presente filtro se hacen en los dos escenarios, y para cada uno se realiza una estimación de la anchura de pico de transmisión basada en los conceptos de la forma de banda de paso del simulador, como se presenta a continuación:

a) Banda de paso *Gaussian*

La herramienta de simulación VPI para este tipo de modelo considera que $\frac{AB_{-3\text{ dB}}}{AB_{-1\text{ dB}}} = \sqrt{3}$ [60]. El ancho de banda a -1 dB dado por la hoja técnica del fabricante en el Anexo IV es 180 pm, su conversión en frecuencia es 22.47 GHz. Al aplicarse en esta consideración, se obtiene el ancho de banda a -3 dB , como se presenta a continuación:

$$AB_{-3\text{ dB}} = 22.47\text{ GHz} \times \sqrt{3} = 38.91\text{ GHz} \approx 40\text{ GHz}$$

La configuración de los parámetros en el simulador de la banda de paso *Gaussian* se muestra en la Tabla 2.21:

Tabla 2. 21 Valores de los parámetros de la forma de banda de paso *Gaussian*

Parámetros	Valores
Forma de banda de paso <i>Gaussian</i>	
<i>Bandwidth 1dB</i>	22.47 GHz
<i>Bandwidth 3dB</i>	40 GHz

Los resultados correspondientes a la simulación de *FSR* y $\Delta\lambda$ del filtro AWG se presentan en las Figuras 2.36 y 2.37:

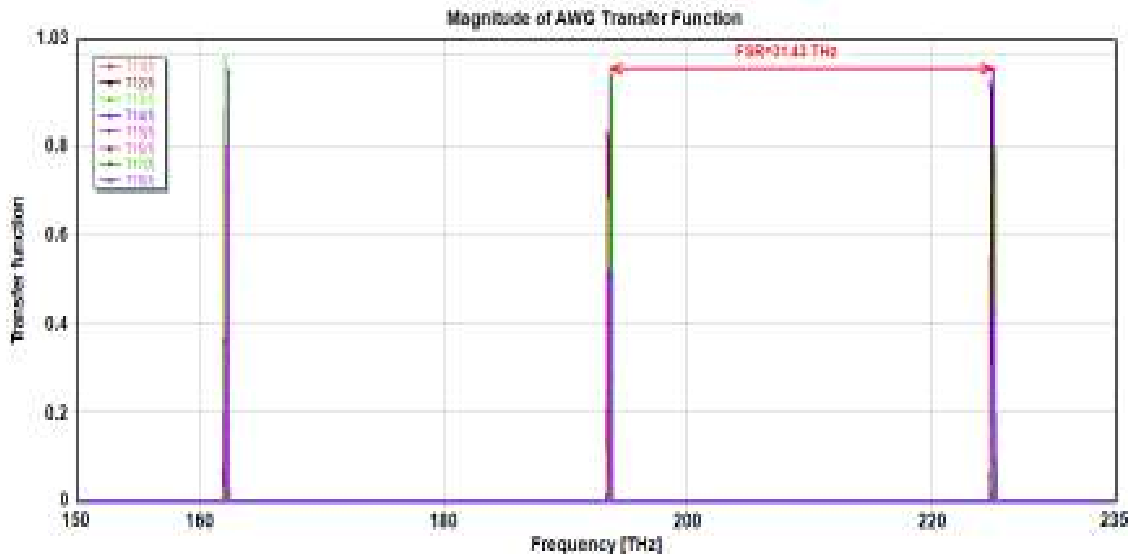


Figura 2. 36 Periodicidad en la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *Gaussian*

En la Figura 2.36 se observa la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *Gaussian*, el *FSR* determina la periodicidad de la misma.

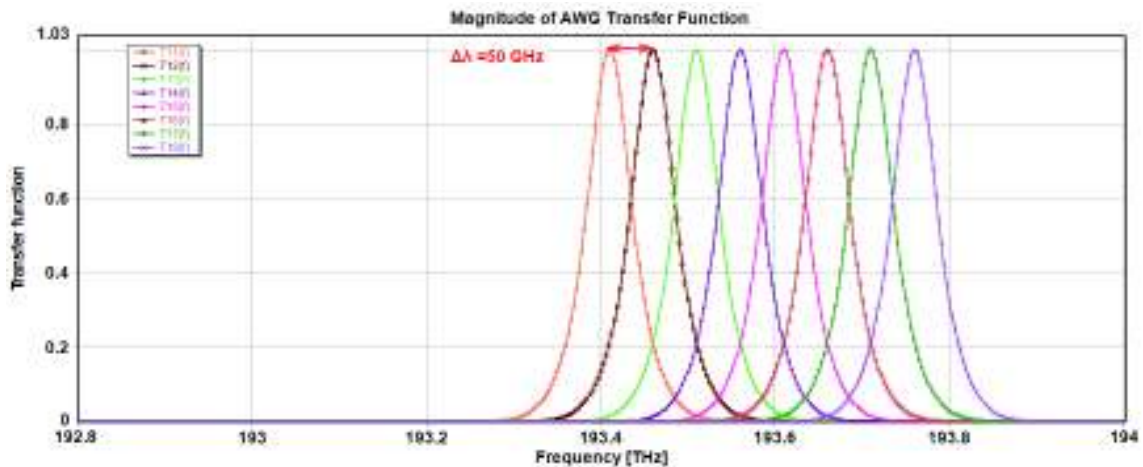


Figura 2. 37 Espaciamiento entre canales en la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *Gaussian*

En la Figura 2.37 se observa la función de transferencia periódica del filtro AWG con forma de banda de paso *Gaussian* con espaciado entre canales de 50 GHz , también se aprecia la forma de banda de paso que está presente en cada una de las ocho salidas del filtro, esta posee forma de campana y es simétrica alrededor de una frecuencia

central, en el caso de la primera salida esta tiene un valor de frecuencia central de 193.41 THz , para los siguientes canales la frecuencia central se presenta cada 50 GHz .

b) Banda de paso *FlatHyperGauss*

Para este tipo de modelo VPI considera que $\frac{AB_{-3 \text{ dB}}}{AB_{-1 \text{ dB}}} > 1$ [60], por lo tanto:

$$AB_{-3 \text{ dB}} > AB_{-1 \text{ dB}} \rightarrow AB_{-3 \text{ dB}} > 22.47 \text{ GHz}$$

Los parámetros configurados en el simulador para la forma de banda de paso *FlatHyperGauss*, se presentan en el Tabla 2.22:

Tabla 2. 22 Valores de los parámetros de la forma de banda de paso *FlatHyperGauss*

Parámetros	Valores
Forma de banda de paso <i>FlatHyperGauss</i>	
<i>GaussianOrder</i>	2.1
<i>Bandwidth_3dB</i>	30 GHz

GaussianOrder es un parámetro que indica la forma de banda de paso: el valor de 1 indica que la forma de banda de paso es gaussiana y el valor 2.1 indica que la forma de banda de paso es plana, para esta simulación se considera la forma de banda de paso plana, para establecer posteriores relaciones entre banda de paso plana y gaussiana del filtro AWG. Para *Bandwidth_3dB* se considera un valor aleatorio de 30 GHz superior al valor de ancho de banda a -1 dB (22.47 GHz). Los resultados correspondientes a la simulación de *FSR* y $\Delta\lambda$ del filtro AWG se presentan en las Figuras 2.38 y 2.39:

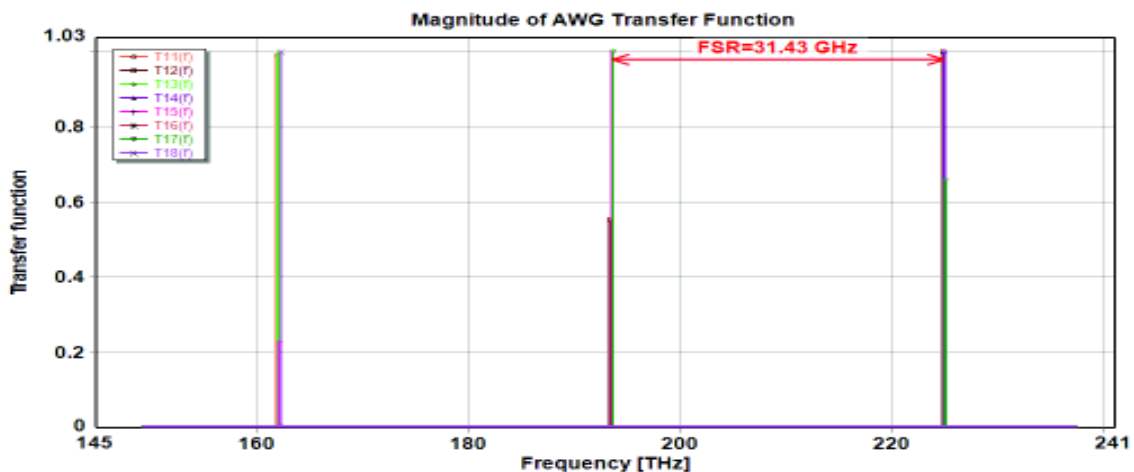


Figura 2. 38 Periodicidad en la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *FlatHyperGauss*

En la Figura 2.38 se observa la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *FlatHyperGauss*, el *FSR* determina la periodicidad de la misma, corresponde a la separación entre los picos de transmisión adyacentes en cada puerto de salida.

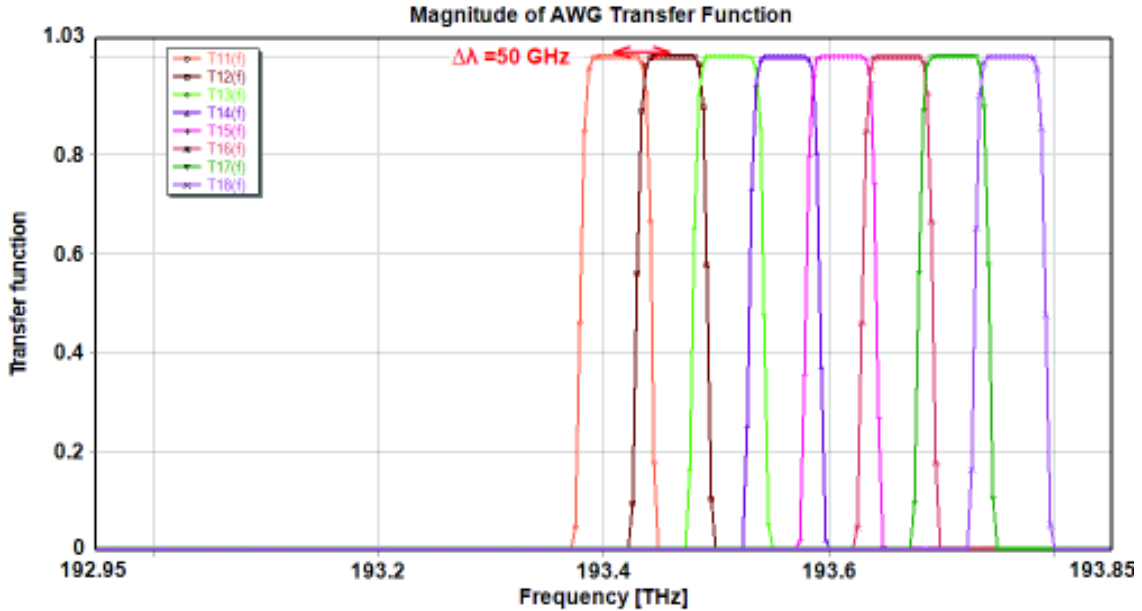


Figura 2. 39 Espaciamiento entre canales en la función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso *FlatHyperGauss*

En la Figura 2.39 se observa la función de transferencia periódica del filtro AWG con forma de banda de paso *FlatHyperGauss* con espaciamiento entre canales de 50 GHz , también se aprecia la forma de banda de paso que está presente en cada una de las ocho salidas del filtro, en este caso posee una forma plana alrededor de la frecuencia con el pico máximo de transmisión, sus flancos son prácticamente paralelos entre sí.

El estudio teórico del filtro AWG presentado en la sección 1.3.3 indica que para este filtro se presentan dos formas de banda de paso: gaussiana y plana. Las simulaciones correspondientes a la presente sección han permitido comprobar que el filtro presenta las dos formas de banda de paso en sus salidas pero que esta depende directamente del ancho de banda a -3 dB que el filtro aplique. El cálculo de *FSR* es necesario para realizar las simulaciones y permitió determinar la periodicidad del filtro en las dos formas de banda de paso.

El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.3.1.

2.5 Ejemplo de caso teórico y simulación de los filtros basados en redes de difracción de Bragg

En la sección 2.5.1 se presenta el desarrollo de un ejemplo de caso teórico de los filtros basados en redes de difracción de Bragg en el que aprecia cómo influyen los cambios en la longitud de la red de difracción sobre el *bandwidth* y el *FWHM*, que se fundamenta en expresiones matemáticas de la sección 1.3.4 correspondiente al estudio teórico de este filtro. Las simulaciones del ejemplo de caso teórico se aprecian en la sección 2.5.2.

2.5.1. Cálculo del *Bandwidth* y *FWHM* en función de la variación de la longitud de la red de difracción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme

El ejemplo de caso teórico planteado se desarrolla en un escenario en el cual se considera una hoja técnica de un fabricante del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes, de la cual se toma como referencia el rango de longitud de la red de difracción, reflectividad y el tipo de fibra para el cálculo del *bandwidth* y *FWHM*.

Para el desarrollo del presente ejemplo se hace uso de los datos de la Tabla 2.23 que corresponde a la hoja de especificaciones técnicas del fabricante del Anexo V, en la que se especifica un rango para la longitud de longitud de la red de difracción 0.15 – 15 mm del cual se seleccionan cinco valores L (5, 7, 11, 13, 15 mm), que se usan para los cálculos de *bandwidth* y *FWHM*.

Tabla 2. 23 Especificaciones técnicas para una red de difracción de Bragg uniforme [61]

Parámetros	Especificaciones	Tolerancia
Longitud de onda central	1530 – 1573 nm	± 0.3 nm
Reflectividad	0.5 % - 99.99 %	± 00.03 %
FWHM	0.1 nm – 2.0 nm	± 0.05 nm
Tipo FBG	Uniforme	
Longitud FBG	0.15 nm – 15.0 nm	
Tipo de fibra	SMF- 28e	

Del rango de longitudes de onda de resonancia dadas por el fabricante se selecciona $\lambda_B = 1550 \text{ nm}$. En la sección 1.3.4 parte b) se menciona que el rango de la amplitud de modulación del índice de refracción es de 10^{-5} a 10^{-3} , típicamente estos varían en el

orden de 10^{-4} [18], por tal motivo se asume un valor de $\Delta n = 1.5 \times 10^{-4}$. Para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme se usa $g(z) = 1$ y $v = 1$ [27].

En función de los datos de la Tabla 2.23 se determina que el tipo de fibra a considerar dentro del presente ejemplo es la SMF-28e, cuyas especificaciones técnicas se presentan en el Anexo VI, sus principales propiedades se observa en la Tabla 2.24 a continuación.

Tabla 2. 24 Especificaciones técnicas para una fibra óptica SMF-28e [62]

Parámetros característicos y valores típicos	
Diámetro del núcleo	8.2 μm
Apertura numérica	0.14
Diferencia del índice de refracción	0.36%

La fibra óptica SMF-28e posee un núcleo de silicio dopado de germanio, por lo que para el cálculo del índice de refracción de la cubierta se usa la Ecuación 1.41 de la sección 1.3.4 parte c), con sus respectivas constantes, como se observa a continuación:

$$n_{cubierta}^2 = 1 + \frac{(0.6961663)(1.550)^2}{(1.550)^2 - (0.0684043)^2} + \frac{(0.4079426)(1.550)^2}{(1.550)^2 - (0.1162414)^2} + \frac{(0.8974794)(1.550)^2}{(1.550)^2 - (9.896161)^2}$$

$$n_{cubierta} = 1.44402$$

De la Tabla 2.24 se aprecia que la fibra óptica posee una diferencia de índice de refracción de 0.36 %, valor que permite calcular el índice de refracción del núcleo mediante la Ecuación 1.42, como se observa a continuación.

$$n_{núcleo} = (0.0036)(1.44402) + 1.44402 \rightarrow n_{núcleo} = 1.44921$$

Con los dos valores del índice de refracción de la cubierta y del núcleo se calcula el valor del índice de refracción efectivo del modo fundamental de la fibra óptica, para ello se calcula la frecuencia normalizada utilizando la Ecuación 1.43:

$$V = \left(\frac{2\pi}{1.550 \mu\text{m}} \right) 4.1 \mu\text{m} \sqrt{(1.44921)^2 - (1.44402)^2} \rightarrow V = 2.036$$

El valor de la frecuencia normalizada demuestra que se trata de una fibra monomodo debido a que es menor a 2.405, con esto se calcula el valor del parámetro u_{01} mediante la Ecuación 1.44:

$$u_{01} = \frac{(1 + \sqrt{2})(2.036)}{1 + \sqrt[4]{4 + (2.036)^4}} \rightarrow u_{01} = 1.562$$

Con la Ecuación 1.40 se calcula el valor del índice de refracción efectivo del modo fundamental de la fibra óptica, expuesto a continuación:

$$n_{eff} = \sqrt{(1.44921)^2 - \left(\frac{1.562}{4.1 \mu m \frac{2\pi}{1.550 \mu m}} \right)^2} \rightarrow n_{eff} = 1.44616 \approx 1.45$$

Con una amplitud de modulación del índice de refracción $\Delta n = 1.5 \times 10^{-4}$ constante se calcula el coeficiente de acoplamiento (κ) con la Ecuación 1.51:

$$\kappa = \frac{\pi}{1.550 \mu m} (1.5 \times 10^{-4})(1)(1) \rightarrow \kappa = 0.304 \left[\frac{1}{mm} \right]$$

El período de la red de difracción de Bragg (Λ) se calcula en función de la Ecuación 1.39 que corresponde al cociente entre longitud de onda de Bragg (λ_B) y el índice de refracción efectivo n_{eff} , como se muestra a continuación:

$$\Lambda = \frac{1550 \text{ nm}}{2(1.45)} \rightarrow \Lambda = 534.48 \text{ nm}$$

Para el número de planos de la red de difracción se considera $N = \frac{L}{\Lambda}$ y aplicando las Ecuaciones 1.52 y 1.53 de la sección 1.3.4, se procede a calcular el *bandwidth* y el *FWHM* que corresponden en cada caso (con diferentes valores de la L) a:

a) $L = 5 \text{ mm}$

$$\text{Bandwidth} = \frac{(1.550 \mu m)^2}{\pi(1.45)5 \text{ mm}} \sqrt{(0.304 * 5)^2 + \pi^2}$$

$$\text{Bandwidth} = 0.36 \text{ nm}$$

$$N = \frac{5 \text{ mm}}{534.48 \text{ nm}} \rightarrow N = 9354.88$$

$$FWHM = 1.550 \text{ } \mu\text{m} \sqrt{\left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{1.45}\right)^2 + \left(\frac{1}{9354.88}\right)^2} \rightarrow FWHM = 0.23 \text{ nm}$$

b) $L = 7 \text{ mm}$

$$\text{Bandwidth} = \frac{(1.550 \text{ } \mu\text{m})^2}{\pi(1.45)7 \text{ mm}} \sqrt{(0.304 * 7)^2 + \pi^2}$$

$$\text{Bandwidth} = 0.28 \text{ nm}$$

$$N = \frac{7 \text{ mm}}{534.48 \text{ nm}} \rightarrow N = 13096.84$$

$$FWHM = 1.550 \text{ } \mu\text{m} \sqrt{\left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{1.45}\right)^2 + \left(\frac{1}{13096.84}\right)^2} \rightarrow FWHM = 0.20 \text{ nm}$$

c) $L = 11 \text{ mm}$

$$\text{Bandwidth} = \frac{(1.550 \text{ } \mu\text{m})^2}{\pi(1.45)11 \text{ mm}} \sqrt{(0.304 * 11)^2 + \pi^2}$$

$$\text{Bandwidth} = 0.23 \text{ nm}$$

$$N = \frac{11 \text{ mm}}{534.48 \text{ nm}} \rightarrow N = 18709.77$$

$$FWHM = 1.550 \mu m \sqrt{\left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{1.45}\right)^2 + \left(\frac{1}{18709.77}\right)^2} \rightarrow FWHM = 0.18 \text{ nm}$$

d) $L = 13 \text{ mm}$

$$\text{Bandwidth} = \frac{(1.550 \mu m)^2}{\pi(1.45)13 \text{ mm}} \sqrt{(0.304 * 13)^2 + \pi^2}$$

$$\text{Bandwidth} = 0.20 \text{ nm}$$

$$N = \frac{13 \text{ mm}}{534.48 \text{ nm}} \rightarrow N = 24322.70$$

$$FWHM = 1.550 \mu m \sqrt{\left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{1.45}\right)^2 + \left(\frac{1}{24322.70}\right)^2} \rightarrow FWHM = 0.17 \text{ nm}$$

e) $L = 15 \text{ mm}$

$$\text{Bandwidth} = \frac{(1.550 \mu m)^2}{\pi(1.45)15 \text{ mm}} \sqrt{(0.304 * 15)^2 + \pi^2}$$

$$\text{Bandwidth} = 0.19 \text{ nm}$$

$$N = \frac{15 \text{ mm}}{534.48 \text{ nm}} \rightarrow N = 28064.66$$

$$FWHM = 1.550 \mu m \sqrt{\left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{1.45}\right)^2 + \left(\frac{1}{28064.66}\right)^2} \rightarrow FWHM = 0.17 \text{ nm}$$

En la Tabla 2.25 se presentan los valores calculados de *bandwidth* y *FWHM* realizados:

Tabla 2. 25 Valores calculados del *bandwidth* y *FWHM*

L [mm]	Bandwidth [nm]	FWHM [nm]
5	0.36	0.23
7	0.28	0.20
11	0.23	0.18
13	0.20	0.17
15	0.19	0.17

2.5.2. Simulaciones del *Bandwidth* y *FWHM* en función de la variación de la longitud de la red de difracción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme

El esquema correspondiente a las simulaciones se presenta en la Figura 2.40:

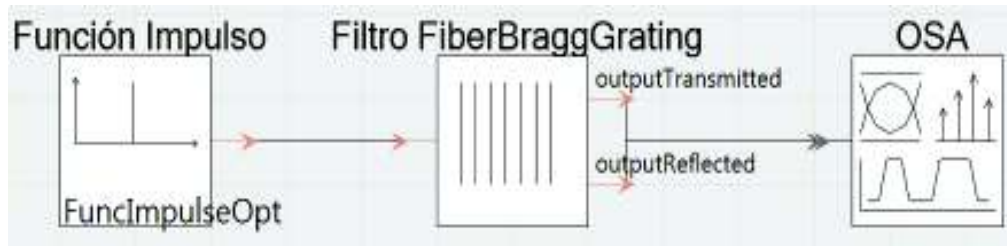


Figura 2. 40 Esquema para la simulación del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme

En la Figura 2.40 se observa que el esquema de simulación para el presente filtro está formado por tres módulos: un generador de impulso óptico conectado a la entrada del módulo del filtro *FiberBraggGrating* para generar la respuesta espectral en su salida y un OSA a la salida. El módulo del filtro *FiberBraggGrating* se configura con los valores de los parámetros que se muestran en la Tabla 2.26:

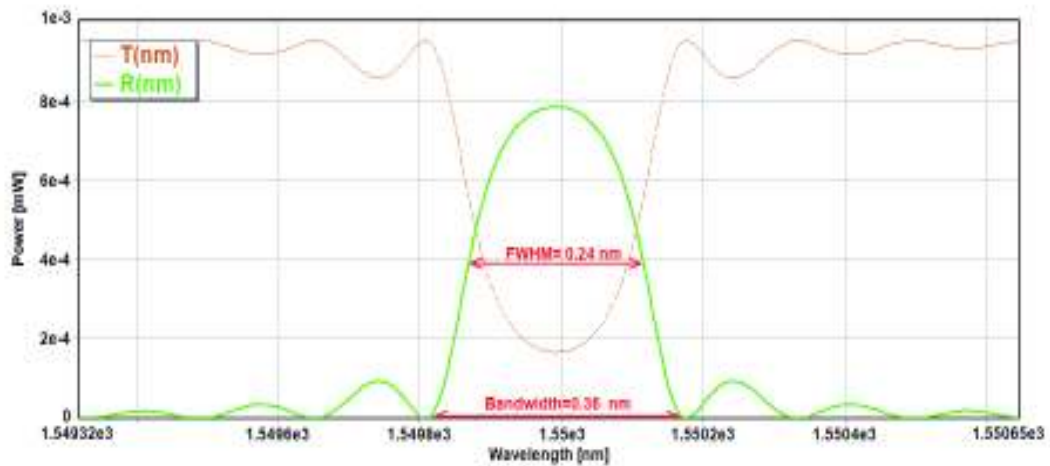
Tabla 2. 26 Valores de los parámetros del módulo del filtro *FiberBraggGrating* para las simulaciones del *bandwidth* y *FWHM* en función de la variación de L

Parámetros	Valores				
<i>Period</i>	534.48 nm				
<i>Length</i>	a	b	c	D	e
	5 mm	7 mm	11 mm	13 mm	15 mm
<i>DeltaN</i>	1.5×10^{-4}				

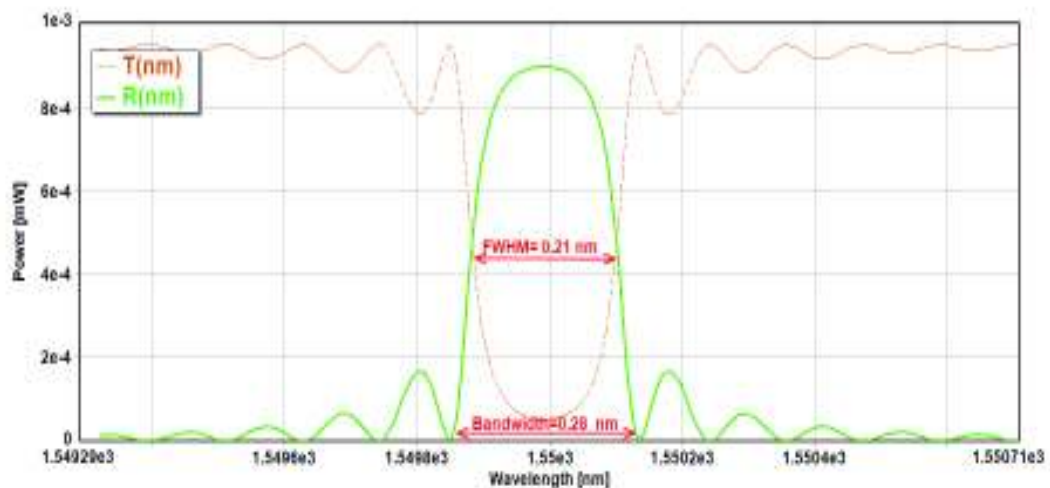
Los valores de los parámetros de la Tabla 2.26 se encuentran en función del ejemplo de caso teórico de la sección 2.5.1:

- *Period* es el período de la red de difracción de Bragg (Λ), calculado en el ejemplo de caso teórico.
- *Length* es la longitud de la red de difracción (L), con valores seleccionados en función de las especificaciones técnicas del fabricante
- *DeltaN* es la amplitud de modulación del índice de refracción (Δn) que se seleccionó en función del estudio teórico realizado.

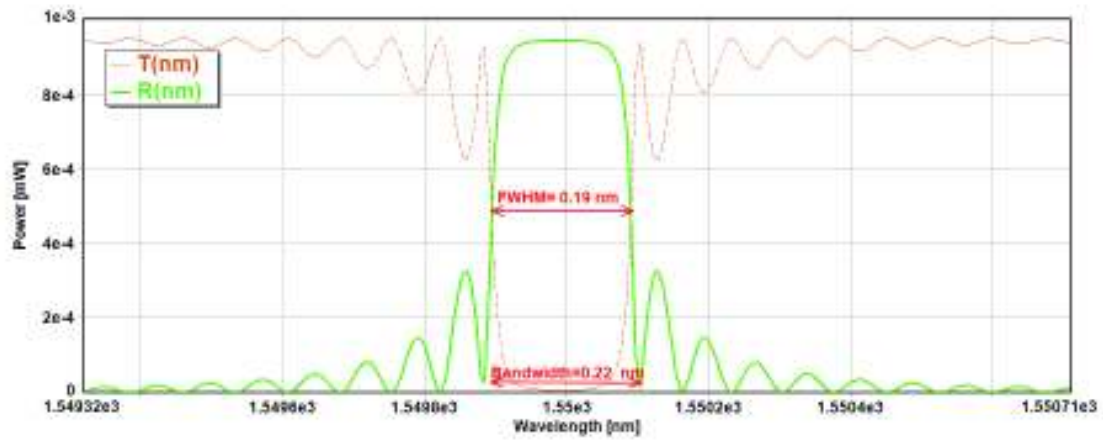
Con los valores de los parámetros expuestos, los resultados de la simulación se presentan en la Figura 2.41:



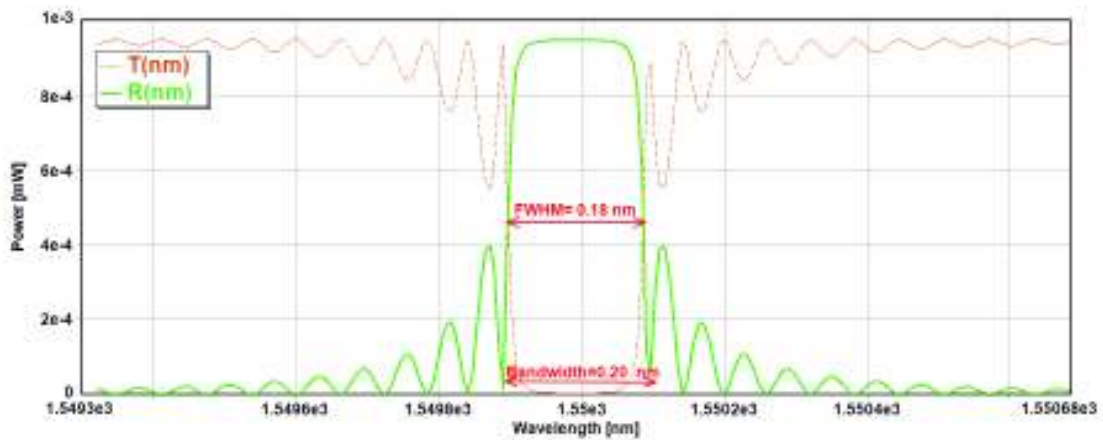
a)



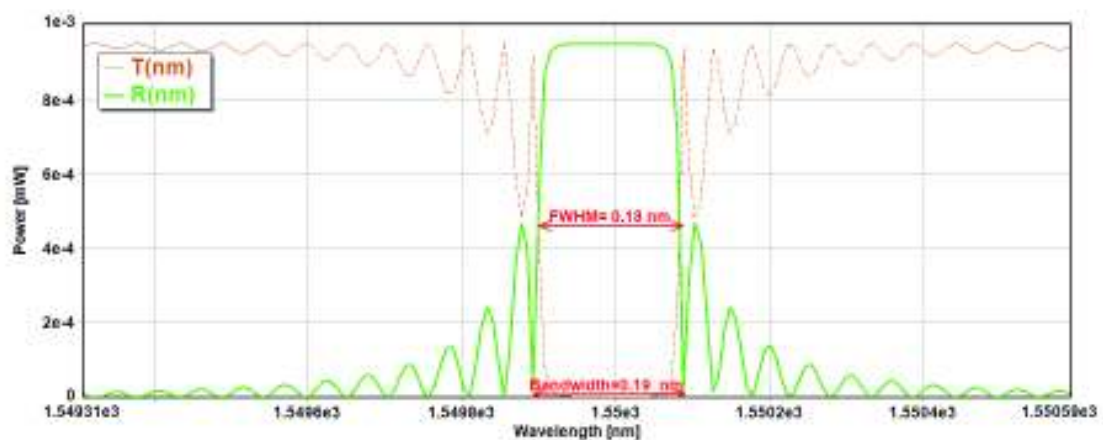
b)



c)



d)



e)

Figura 2. 41 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes con la variación de la longitud de la red de difracción. a) $L=5$ mm, b) $L=7$ mm, c) $L=11$ mm, d) $L=13$ mm, e) $L=15$ mm

En la Figura 2.41 se observa la variación del *bandwidth* y *FWHM* en la función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes, para diferentes valores de longitud de la red de difracción. En color café se encuentra la señal transmitida del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme y en color verde la señal reflejada.

Las medidas de *FWHM* y *bandwidth* se toman de la señal reflejada, en la que se aprecia que a medida que incrementa el valor de la longitud de la red de difracción, estas medidas disminuyen de manera no tan significativa. Se aprecia además que el pico de transmisión a longitudes pequeñas tiene forma *sinc* y en longitudes grandes presenta una forma simétrica alrededor de la frecuencia central, que representa la saturación del filtro.

En la Tabla 2.25 se presentaron los resultados del ejemplo de caso teórico del *bandwidth* y *FWHM* en función de la variación de la longitud de la red de difracción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme, en donde se aprecia que a medida que aumenta la longitud de la red de difracción los valores del *bandwidth* y *FWHM* disminuyen. Al simular el filtro con valores iguales de longitud, se observa que el *bandwidth* y *FWHM* obtenidos presentan similares características que los valores teóricos calculados.

En la hoja técnica que proporciona el fabricante del filtro, se aprecia que el valor de *FWHM* va de 0.1 nm a 2 nm , por lo que se puede concluir que los valores de *FWHM* obtenidos en los cálculos y la simulación se aproximan a valores reales técnicos.

El análisis correspondiente a los resultados obtenidos del presente ejemplo de caso teórico se realiza posteriormente en la sección 3.4.1.

2.6 Ejemplo de caso teórico y simulación del filtro AOTF

El ejemplo de caso teórico del filtro AOTF se realiza en la sección 2.6.1, en esta se vincula los cambios de la resolución espectral a la salida del filtro con la variación de la frecuencia acústica a su entrada, con variaciones de la longitud de onda óptica y con un valor constante de la longitud de interacción acusto-óptica.

Posteriormente, en la sección 2.6.2 se realizan las simulaciones correspondientes a este caso teórico y se validan los resultados de las simulaciones con los resultados teóricos contrastados con las características técnicas expuestas por el fabricante.

2.6.1. Cálculo de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica del filtro AOTF

El ejemplo de caso teórico planteado se desarrolla en un escenario en el cual se considera la hoja técnica del fabricante para un filtro AOTF, de la cual se toman en cuenta los rangos de frecuencia óptica de operación y de frecuencia de control, los cuales permiten posteriormente calcular la resolución espectral.

Para el desarrollo del presente ejemplo se hace uso de los datos de la Tabla 2.27 que contiene valores del rango espectral óptico de trabajo y el rango de frecuencias de control RF para el filtro óptico AOTF basado en el material de niobato de litio, correspondiente al *datasheet* de fabricante del al Anexo VII.

Tabla 2. 27 Especificaciones técnicas del filtro AOTF [63]

Parámetro	Unidades	Niobato de Litio
Rango espectral	nm	1500....1700
Rango de frecuencia de control	MHz	100.....250

Del rango espectral óptico de trabajo de la Tabla 2.27 (1500 – 1700 nm), se seleccionan los valores de longitud de onda λ (1500,1550,1600,1650,1700 nm), que permiten calcular: los índices de refracción ordinario (n_{TE}); índices de refracción extraordinario (n_{TM}) y la birrefringencia (Δn), que corresponden a:

$$n_{TE} = \left(4.9048 + \frac{0.11768}{(1500 \times 10^{-3})^2 + (-0.0475)} + (-0.027169)(1500 \times 10^{-3}) \right)^{\frac{1}{2}} = 2.217$$

$$n_{TM} = \left(4.582 + \frac{0.099169}{(1500 \times 10^{-3})^2 + (-0.044432)} + (-0.02195)(1500 \times 10^{-3}) \right)^{\frac{1}{2}} = 2.143$$

$$\Delta n = 2.143 - 2.217$$

$$\Delta n = - 0.074$$

En la Tabla 2.28, se muestra los valores calculados de Δn para las diferentes longitudes de onda, en donde se aprecia que $|\Delta n| = 0.074$ es un valor constante.

Tabla 2. 28 Valores calculados de Δn para λ

λ [nm]	n_{TE}	n_{TM}	$ \Delta n $
1500	2.217	2.143	0.074
1550	2.216	2.142	0.074
1600	2.215	2.141	0.074
1650	2.214	2.140	0.074
1700	2.213	2.139	0.074

La longitud de interacción acusto-óptica se asume en función de una búsqueda bibliográfica, en la que se ha determinado que $L = 6 \text{ cm}$ en algunos filtros AOTF basados en material $LiNbO_3$ [34].

Aplicando las Ecuaciones 1.67 y 1.68 descritas en la sección 1.3.5 parte d) correspondientes a la frecuencia acústica y la resolución espectral del filtro AOTF, los resultados de los cálculos para diferentes longitudes de onda de la Tabla 2.28, corresponden a:

a) $\lambda = 1500 \text{ nm}$

$$f = \frac{(0.074) \left(3.75 \frac{km}{s} \right)}{1500 \text{ nm}} \rightarrow f = 185 \text{ MHz}$$

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{(1500 \text{ nm})^2}{(6 \text{ cm})(0.074)} \rightarrow \Delta\lambda = 0.40 \text{ nm}$$

b) $\lambda = 1550 \text{ nm}$

$$f = \frac{(0.074) \left(3.75 \frac{km}{s} \right)}{1550 \text{ nm}} \rightarrow f = 179.03 \text{ MHz}$$

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{(1550 \text{ nm})^2}{(6 \text{ cm})(0.074)} \rightarrow \Delta\lambda = 0.43 \text{ nm}$$

c) $\lambda = 1600 \text{ nm}$

$$f = \frac{(0.074) \left(3.75 \frac{\text{km}}{\text{s}} \right)}{1600 \text{ nm}} \rightarrow f = 173.43 \text{ MHz}$$

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{(1600 \text{ nm})^2}{(6 \text{ cm})(0.074)} \rightarrow \Delta\lambda = 0.46 \text{ nm}$$

d) $\lambda = 1650 \text{ nm}$

$$f = \frac{(0.074) \left(3.75 \frac{\text{km}}{\text{s}} \right)}{1650 \text{ nm}} \rightarrow f = 168.18 \text{ MHz}$$

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{(1650 \text{ nm})^2}{(6 \text{ cm})(0.074)} \rightarrow \Delta\lambda = 0.49 \text{ nm}$$

e) $\lambda = 1700 \text{ nm}$

$$f = \frac{(0.074) \left(3.75 \frac{\text{km}}{\text{s}} \right)}{1700 \text{ nm}} \rightarrow f = 163.23 \text{ MHz}$$

$$\Delta\lambda = 0.8 \frac{(1700 \text{ nm})^2}{(6 \text{ cm})(0.074)} \rightarrow \Delta\lambda = 0.52 \text{ nm}$$

En la Tabla 2.29, se presenta un resumen de los valores calculados de la frecuencia acústica (f) y resolución espectral ($\Delta\lambda$) en relación con la longitud de onda (λ).

Tabla 2. 29 Valores calculados de frecuencia acústica y resolución espectral

λ [nm]	f [MHz]	$\Delta\lambda$ [nm]
1500	185	0.40
1550	179.03	0.43
1600	173.43	0.46
1650	168.18	0.49
1700	163.23	0.52

2.6.2. Simulación de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica del filtro AOTF

El esquema correspondiente a las simulaciones se presenta en la Figura 2.42:

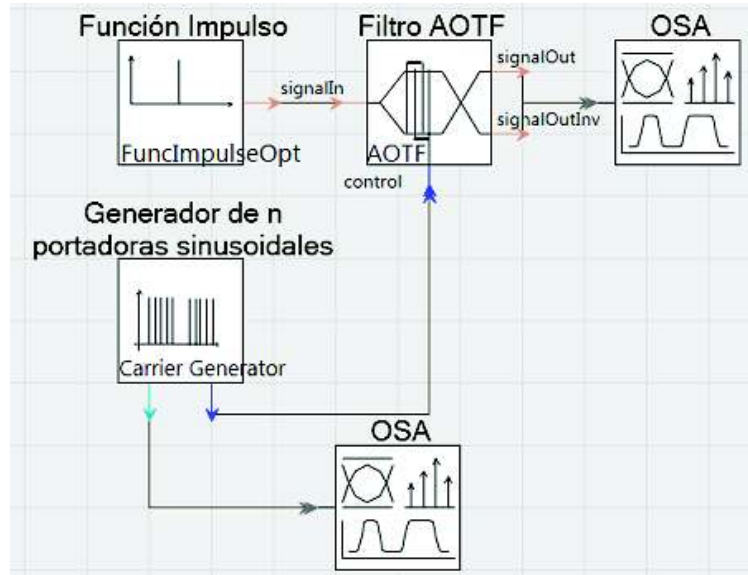


Figura 2. 42 Esquema para la simulación del filtro AOTF

En la figura se observa el esquema para la simulación del presente filtro, el mismo que está constituido por tres módulos: un generador de impulso óptico conectado a la entrada del filtro AOTF para representar la señal óptica de entrada, un generador de señal RF para simbolizar la señal de control del filtro y un OSA conectado a las dos salidas del filtro para observar la señal de salida directa y cruzada con polarización invertida.

Los parámetros configurados en el módulo del filtro AOTF se presentan en la Tabla 2.30:

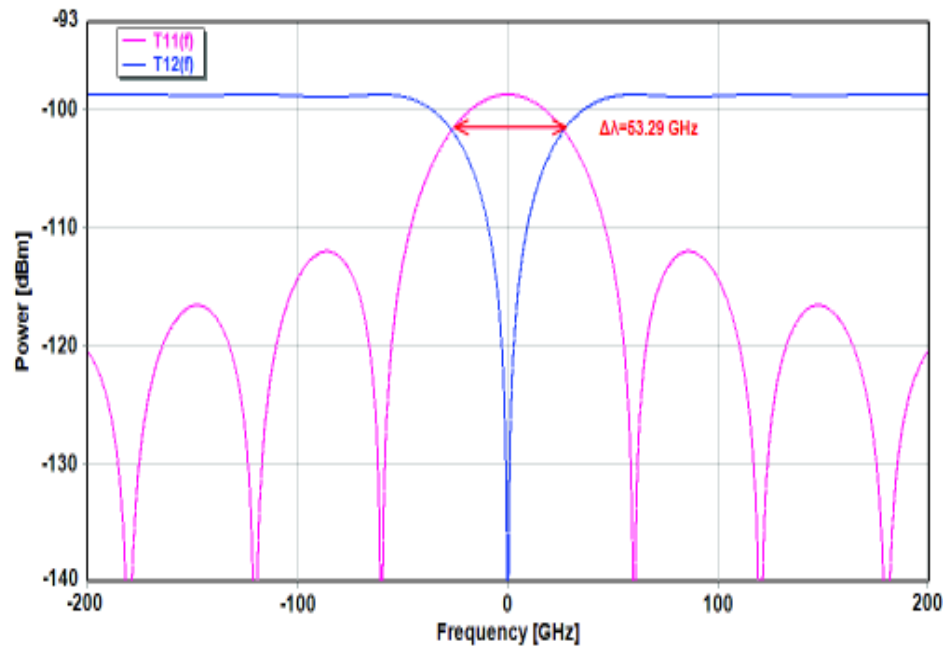
Tabla 2. 30 Valores de los parámetros del módulo del filtro AOTF para las simulaciones de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica

Parámetros	Valores				
<i>Bandwidth</i>	a	b	c	D	E
	0.40 nm	0.43 nm	0.46 nm	0.49 nm	0.52 nm

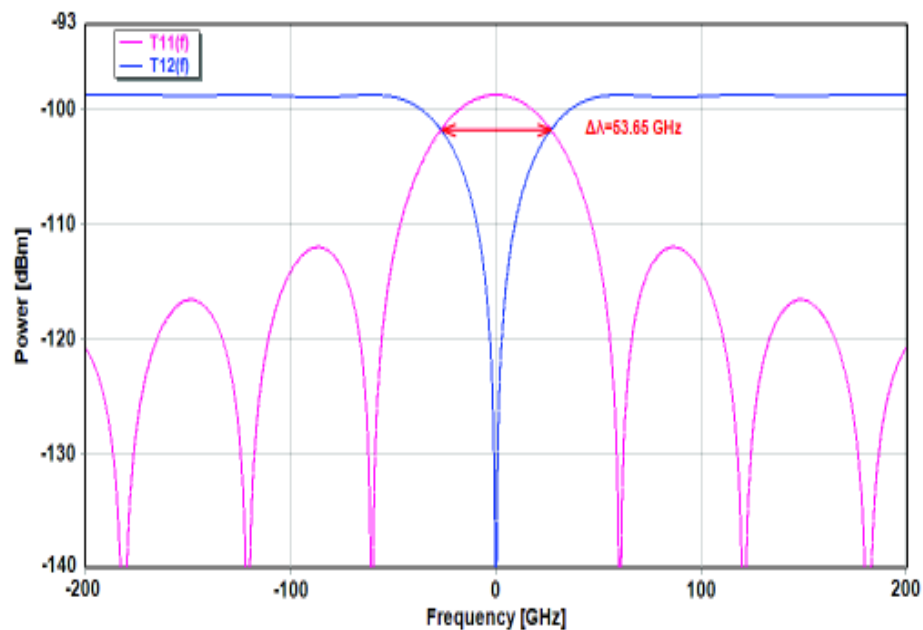
En la tabla *bandwidth* representa a la resolución espectral del filtro AOTF, valores que se calcularon en el ejemplo de caso teórico correspondiente a este filtro, en el cual se aprecia que este parámetro cambia en función de la frecuencia acústica, se tiene

entonces: $\Delta\lambda = 0.40 \text{ nm}$ para $f = 185 \text{ MHz}$, $\Delta\lambda = 0.43 \text{ nm}$ para $f = 179.03 \text{ MHz}$, $\Delta\lambda = 0.46 \text{ nm}$ para $f = 173.43 \text{ MHz}$, $\Delta\lambda = 0.49 \text{ nm}$ para $f = 168.18 \text{ MHz}$ y $\Delta\lambda = 0.52 \text{ nm}$ para $f = 163.23 \text{ MHz}$.

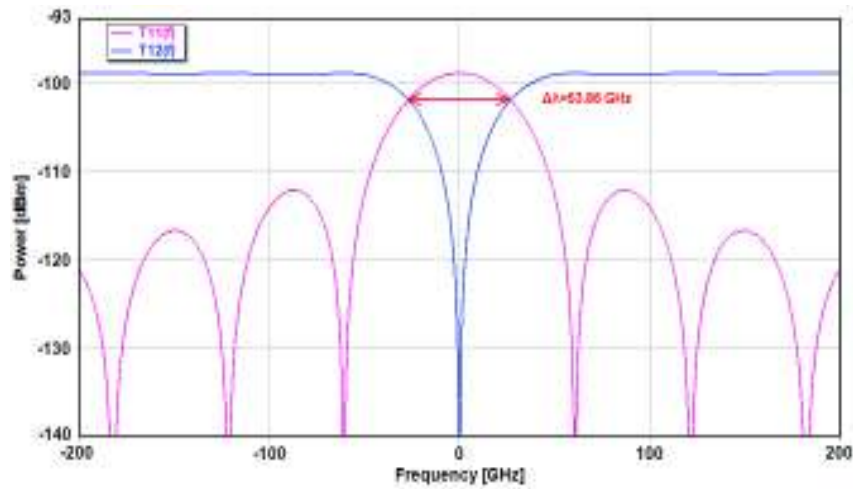
Con los valores de los parámetros expuestos, los resultados de simulación se presentan en la Figura 2.43:



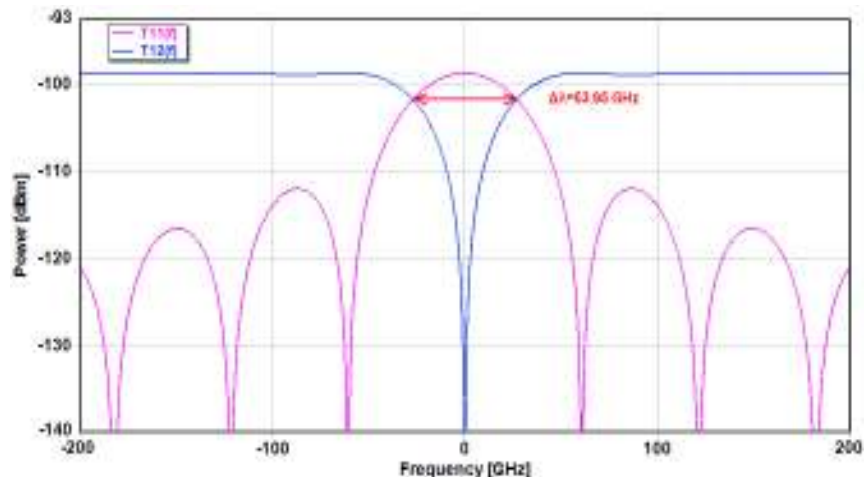
a)



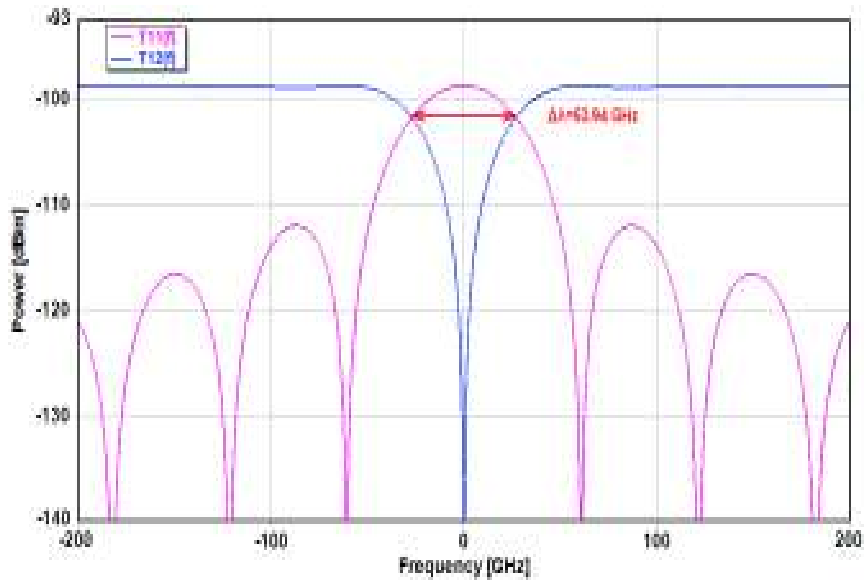
b)



c)



d)



e)

Figura 2. 43 Función de transferencia del filtro AOTF con variación de la frecuencia RF.
 a) $f=185$ MHz, b) $f=179.03$ MHz, c) $f=173.43$ MHz, d) $f=168.18$ MHz, e) $f=163.23$ MHz

En la Figura 2.43 se presenta la función de transferencia normalizada del filtro AOTF para diferentes valores de la frecuencia de control RF dadas por el fabricante. La señal de color rosado representa la salida directa del filtro AOTF y la señal de color azul representa la salida cruzada con polarización invertida. Las medidas de ancho de banda a -3 dB se toman de la señal directa, en los cuales se puede apreciar que se reducen aunque no significativamente, a medida que la frecuencia de control RF disminuye. Como se trata de una gráfica normalizada no se puede observar la frecuencia central que por defecto debe ser la de la señal óptica.

Los resultados de $\Delta\lambda$ del ejemplo de caso teórico en función de la variación de la frecuencia acústica del filtro AOTF y los datos de longitudes de onda de operación proporcionados por la hoja técnica del fabricante, permitieron realizar las simulaciones correspondientes al filtro, en donde la señal de control RF depende de los valores calculados de frecuencia acústica observados en la Tabla 2.30 y, que se encuentran a su vez contenidos dentro del rango establecido por las especificaciones técnicas del fabricante, permitiendo obtener los resultados esperados a las salidas del filtro de acuerdo a lo que establece la fundamentación teórica al respecto. El análisis correspondiente a los resultados del presente ejemplo se realiza posteriormente en la sección 3.5.1.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Los resultados que se obtienen en este trabajo de titulación permiten analizar el comportamiento de los filtros ópticos: Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG, filtros basados en redes de difracción de Bragg y AOTF. Para esto en el presente capítulo se realiza el análisis correspondiente a las características principales de cada filtro óptico.

Se inicia con el análisis de los resultados obtenidos de los ejemplos de casos teóricos desarrollados en el capítulo 2 y que permitieron validar los resultados de la simulación. Para comprobar el comportamiento de cada filtro óptico se realiza en este capítulo simulaciones adicionales en diferentes escenarios con variación de algunos parámetros que se ingresan al simulador.

Posteriormente, para analizar las características que no fueron abordadas por los ejemplos de casos teóricos del capítulo 2, se realizan simulaciones adicionales en diferentes escenarios con variación de parámetros.

3.1 Análisis del comportamiento del filtro Fabry-Perot

En la presente sección se analiza el comportamiento del filtro Fabry-Perot, para esto:

Primero, se realiza el análisis de la selectividad, período y anchura del pico de transmisión con los resultados de los ejemplos de casos teóricos y sus simulaciones de las secciones 2.2.1, 2.2.2, 2.2.3 y 2.2.4, con la ayuda de simulaciones adicionales se comprueba el comportamiento del filtro Fabry-Perot.

Luego, se realiza el análisis de la sintonizabilidad con la ayuda de los resultados del ejemplo de caso teórico de la sección 2.2.5; además, con simulaciones adicionales se aprecia los cambios que se presentan en la sintonizabilidad al variar las longitudes entre los espejos.

Finalmente, se realiza el análisis de las pérdidas por inserción, para lo cual se desarrolla un nuevo escenario para su simulación.

El filtro Fabry-Perot tiene un amplio rango de longitudes de onda de operación:

- Para filtros Fabry-Perot fijos: 1000 – 1100, 1260 – 1360, 1360 – 1460, 1460 – 1525, 1525 – 1565, 1560 – 1625 *nm* [55].

- Para filtros Fabry-Perot sintonizables: bandas ópticas para comunicaciones O (1270 – 1365 nm), E (1370 – 1465 nm), S (1470 – 1530 nm), C (1530 – 1565 nm), L (1570 – 1610 nm) [64] [57] [65].

3.1.1 Análisis de la selectividad, período y anchura del pico de transmisión del filtro Fabry-Perot

En la Tabla 3.1 se aprecia los resultados del ejemplo de caso teórico del filtro Fabry-Perot de la sección 2.2.1 y 2.2.2, en donde se enfatizó en la relación entre la finura y la reflectividad. Debido a que se validaron los resultados de las simulaciones realizadas, para el presente análisis se utilizan las medidas de las simulaciones en cuanto a período y anchura del pico de transmisión.

Tabla 3. 1 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la finura del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la reflectividad

Material	R	F	FSR [GHz]	FWHM [GHz]
Plata (Ag)	0.9953	666.85	100	0.12
Cobre (Cu)	0.9935	481.75		0.18
Oro (Au)	0.9926	422.96		0.21
Aluminio (Al)	0.9737	117.87		0.84
Arseniuro de Galio (GaAs)	0.2923	2.40		45.22

En esta tabla se puede apreciar que para valores de reflectividad cercanos a la unidad se tiene una anchura de pico de transmisión en el orden de los MHz; se observa también que los valores de finura son muy elevados, lo que implica que los filtros Fabry-Perot con este tipo de valores en sus parámetros característicos son muy selectivos.

En los datos reportados por los fabricantes respecto a la finura se encuentra que esta posee un rango de 2 a 30000 para filtros Fabry-Perot sintonizables, por lo que los valores obtenidos de este ejemplo de caso teórico son congruentes con los valores que se deben obtener en respuestas del filtro Fabry-Perot en casos reales [6].

Para valores de reflectividad pequeños como $R = 0.2923$, se presentan valores de anchura del pico de transmisión en el orden de decenas de GHz y con valores de finura muy pequeños, en base a lo cual se establece que filtros Fabry-Perot con este tipo de características no son muy selectivos. Se concluye entonces que cuando la finura posee valores numéricos altos, el filtro Fabry-Perot se comporta de forma más selectiva.

En el ejemplo de caso teórico no todos los valores del rango de reflectividad que va entre 0 y 1, fueron analizados, para poder observar el comportamiento del filtro en todo el rango de reflectividad, se realiza simulaciones adicionales con reflectividades de 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9 y con igual rango espectral libre que el ejemplo de caso teórico ($FSR = 100\text{ GHz}$). El esquema de simulación utilizado en este caso es el mismo de la Figura 2.28, los resultados obtenidos para los diferentes valores de reflectividad se observan en la Figura 3.1:

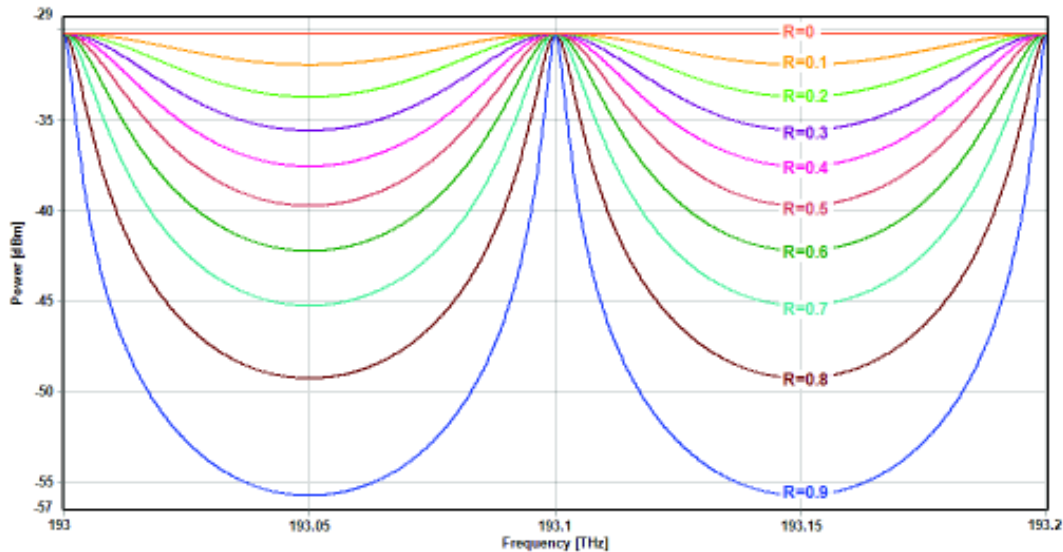


Figura 3. 1 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot a diferentes valores de reflectividad

En esta figura se observa que la señal de la función de transferencia de color coral, que posee un valor de reflectividad igual a cero, presenta una finura totalmente lineal que es equivalente a su valor numérico cero, lo que comprueba las expresiones analíticas encontradas en fuentes bibliográficas. Para los valores de reflectividad 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8 y 0.9 se observa en la figura que a medida que este parámetro se acerca a uno, la finura (F) tiende a estrecharse alrededor del pico de frecuencia de transmisión máximo. Se aprecia además que la anchura del pico de transmisión ($FWHM$) disminuye a medida que el valor de reflectividad se incrementa. Con estas simulaciones adicionales se puede concluir que el filtro Fabry-Perot es más selectivo a valores de reflectividad cercanos a la unidad, y menos selectivo a valores de reflectividad cercanos a cero. También se puede concluir que el filtro Fabry-Perot se comporta como un filtro de banda estrecha a valores de reflectividad cercanos a la unidad, y como filtro de banda ancha a valores de reflectividad cercanos a cero.

Los valores de reflectividad analizados no corresponden a los proporcionados en las especificaciones técnicas de los fabricantes del filtro Fabry-Perot, por lo que es necesario analizar los resultados teóricos y simulados del ejemplo de caso teórico de la sección 2.2.3 y 2.2.4 correspondiente a los cambios de *FWHM* en función de la reflectividad y *FSR* dados por el fabricante.

En la Tabla 3.2 se aprecia los resultados del ejemplo de caso teórico mencionado, en la cual los valores de reflectividad son 0.31, 0.45, 0.60, 0.70 y 0.80 y de *FSR* es 200 GHz, los cuales son proporcionados por el fabricante. La finura se calculó en función de estos valores de reflectividad, en tanto que los valores de la anchura del pico de transmisión fueron obtenidos de las simulaciones realizadas.

Tabla 3. 2 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de FWHM a la salida del filtro Fabry-Perot en función de la reflectividad y FSR dados por el fabricante

R	F	FSR [GHz]	FWHM [GHz]
0.31	2.53	200	79.05
0.45	3.83		52.21
0.60	6.08		32.89
0.70	8.76		22.83
0.80	14.04		14.24

En esta tabla se aprecia que con valores de reflectividad proporcionados por el fabricante, la anchura del pico de transmisión se encuentra en el orden de las decenas de GHz. Los valores de finura están en un rango de 2 a 15, debido a que las características de la hoja técnica para este filtro Fabry-Perot indican que es un filtro óptico fijo.

Se concluye que el filtro Fabry-Perot fijo, se comporta de forma no muy selectiva, y proporciona bandas de paso angostas en el orden de las decenas de los GHz para los diferentes valores de reflectividad de los espejos.

Este ejemplo de caso teórico se encuentra basado en las características técnicas del fabricante correspondiente al Anexo I, en el cual se aprecia que este filtro Fabry-Perot puede trabajar con valores de rango espectral libre de 25, 50, 100 y 200 GHz. Para establecer el comportamiento del filtro Fabry-Perot para todos los valores de *FSR*, se realiza simulaciones adicionales en un escenario en el que se mantiene el valor de reflectividad en 0.31 y el *FSR* cambia en función de los datos proporcionados por el fabricante. El esquema de simulación correspondiente a este escenario es el mismo de la Figura 2.28, los resultados obtenidos para diferentes valores de *FSR* se observan en la Figura 3.2:

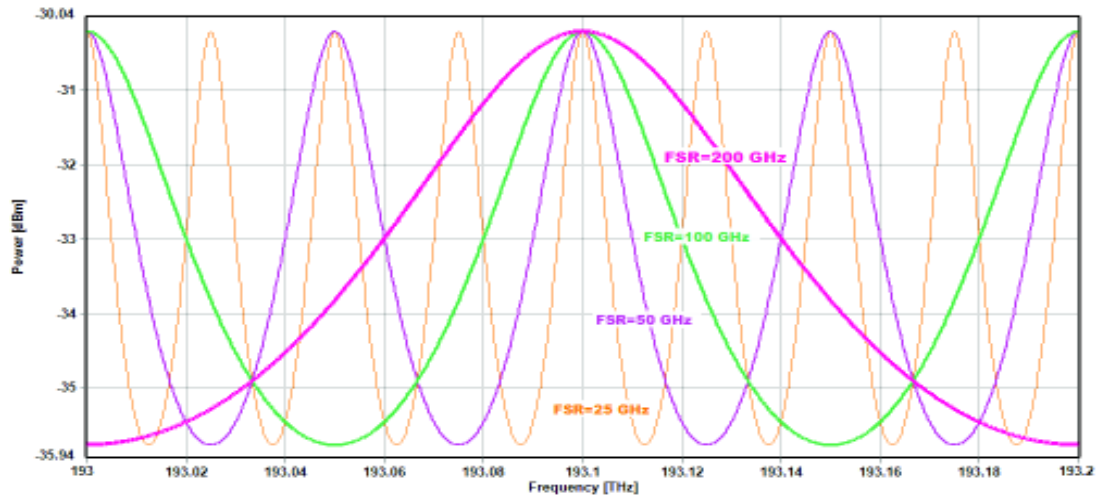


Figura 3. 2 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot a diferentes valores de FSR

En esta figura se observa la función de transferencia del filtro Fabry-Perot para diferentes valores de rango espectral libre: la señal de color rosado para un $FSR = 200 \text{ GHz}$, la señal de color verde para un $FSR = 100 \text{ GHz}$, la señal de color lila para un $FSR = 50 \text{ GHz}$ y la señal de color tomate para un $FSR = 25 \text{ GHz}$.

Se aprecia en las señales indicadas que a medida que se incrementa el valor de FSR , la anchura del pico de transmisión también incrementa, los valores obtenidos de la simulación se resumen en la Tabla 3.3:

Tabla 3. 3 Resultados de la anchura del pico de transmisión a diferentes valores de rango espectral libre

FSR [GHz]	FWHM [GHz]
25	10.62
50	21.25
100	42.50
200	85.00

En la Tabla 3.3 se observa que tanto el FSR como el $FWHM$ se encuentran en el orden de los GHz , también se aprecia que el $FWHM$ se incrementa proporcionalmente a medida que el FSR aumenta. En este caso específico al duplicarse el valor de FSR , los valores de $FWHM$ también se duplican.

Entonces el filtro Fabry-Perot se comporta como un filtro de banda estrecha para valores de rango espectral libre (FSR) bajos, y como filtro de banda ancha para valores de FSR altos.

3.1.2 Análisis de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot

En la Tabla 3.4 se presentan los resultados teóricos y simulados del ejemplo de caso teórico de la sección 2.2.5 y 2.2.6, el cual se refiere a la sintonizabilidad en función de la variación de la distancia entre los espejos del filtro Fabry-Perot.

Para el ejemplo se asumió un valor de $FSR = 10 THz$, seleccionado de las especificaciones técnicas del filtro FFP-TF del Anexo II, con el cual se pudo establecer que la distancia inicial entre los espejos es $15 \mu m$. Los valores de distancia entre los espejos de la cavidad ($L + \Delta L$), frecuencia sintonizada (f_s) y rango espectral libre (FSR_{f_s}) son los obtenidos de las expresiones analíticas del capítulo 1, en tanto que los valores de anchura del pico de transmisión ($FWHM_{f_s}$) son los obtenidos de las mediciones realizadas en las simulaciones.

Tabla 3. 4 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot en función de la variación de la distancia entre los espejos

Escenario	Longitud del piezoeléctrico	Expansión total del piezoeléctrico [μm]	f_s [THz]	FSR_{f_s} [THz]	$FWHM_{f_s}$ [GHz]
1	-	-	193.1	10	337.79
2	L	15.75	200	9.52	322.48
3	X=L+D	25.75	200	5.82	193.95

En la Tabla 3.4 se observa el primer escenario del ejemplo de caso teórico de sintonizabilidad, en el cual la distancia entre los espejos de la cavidad no fue modificada, se asumió una frecuencia central de operación del filtro Fabry-Perot de $193.1 THz$ con un $FSR = 10 THz$. Se puede apreciar que con estos parámetros, se presenta $FWHM = 337.79 GHz$. En el segundo escenario se asumió un piezoeléctrico de longitud L al cual se le aplica una tensión eléctrica, que modifica la longitud de la cavidad. El valor máximo de la variación de la distancia entre los espejos alcanzado es $0.75 \mu m$, lo que permite obtener un nuevo valor de distancia entre los espejos de $15.75 \mu m$, que es superior a la distancia del escenario 1, con la cual la frecuencia sintonizada es $200 THz$ que se encuentra dentro de la banda de frecuencias utilizable del primer escenario. Se aprecia también que con respecto al primer escenario el valor de FSR y $FWHM$ se reducen.

En el tercer escenario se asumió que la variación de la longitud depende de la aplicación de una tensión eléctrica a un piezoeléctrico de longitud X equivalente a $L + D$, donde D puede tomar diferentes valores siempre y cuando sea mucho menor que X , para este

análisis se considera $10 \mu\text{m}$. El valor máximo de variación de la distancia entre los espejos es igual al del primer escenario de $0.75 \mu\text{m}$, con una frecuencia sintonizada de 200 THz , debido a, que el análisis está basado en el escenario marcado de amarillo con un FSR de 10 THz . La nueva distancia entre los espejos es por lo tanto $25.75 \mu\text{m}$ que genera nuevos valores de FSR y $FWHM$ que son prácticamente la mitad de los valores correspondientes al filtro original.

Por lo tanto, el filtro Fabry-Perot con un piezoeléctrico de longitud X se comporta como un filtro de banda estrecha con alta periodicidad, en tanto que con un piezoeléctrico de longitud L , se comporta como un filtro de banda ancha con baja periodicidad dentro del rango espectral libre del primer escenario. Se puede también concluir que el valor de la frecuencia sintonizable en los escenarios 2 y 3 es dependiente de la relación entre el rango espectral libre y la frecuencia central.

Según el análisis realizado al ejemplo de caso teórico en el escenario 3, D toma diferentes valores para un piezoeléctrico de longitud X , por lo que $L + D + \Delta X$ se ve caracterizada por la variación de D , permitiendo obtener diferentes períodos en un mismo filtro sintonizable. Para establecer el comportamiento del filtro Fabry-Perot frente a variaciones de la distancia entre los espejos, se realizan simulaciones adicionales en un escenario en el que cambia D , asumiendo valores 0.5, 2, 15 y 20.

El esquema de simulación es el mismo de la Figura 2.28, los resultados obtenidos para diferentes valores de D se observan en la Figura 3.3:

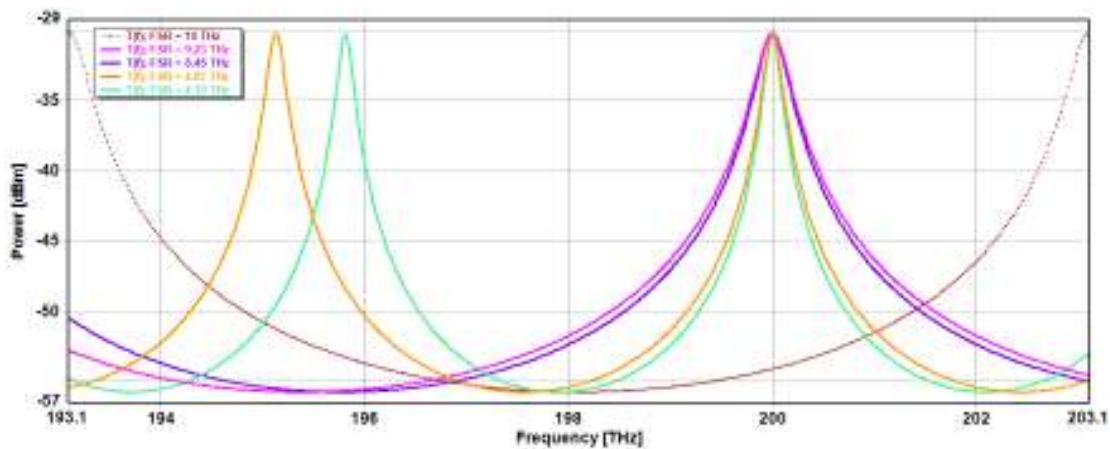


Figura 3. 3 Función de transferencia del filtro Fabry-Perot para diferentes valores D

En esta figura se aprecia la función de transferencia del filtro Fabry-Perot para diferentes valores de distancia entre los espejos, la señal punteada corresponde a una distancia

entre los espejos de 15 μm , la señal de color rosado a una distancia entre los espejos de 15.5 μm , la señal de color lila a una distancia entre los espejos de 17 μm , la señal de color turquesa para una distancia entre los espejos de 30 μm y la señal de color tomate a una distancia entre los espejos de 35 μm .

Se aprecia que para los diferentes valores de D se tiene la misma frecuencia sintonizada, a pesar de esto el período espectral cambia para cada una de las señales, debido a la relación inversa que existe entre FSR y la distancia entre los espejos. En la Tabla 3.5 se ha recopilado los valores de $FWHM$ medidos en los resultados de la simulación.

Tabla 3. 5 Resultados de $FWHM$ para diferentes valores D

D [μm]	X=L+D (μm)	Expansión total del piezoelectrico [μm]	FSR_{fs} [THz]	$FWHM_{fs}$ [GHz]
0.5	15.5	16.25	9.23	311.74
2	17	17.75	8.45	284.15
15	30	30.75	4.87	164.05
20	35	35.75	4.19	140.85

Para observar el cambio de $FWHM$ se asumió valores muy pequeños de D como 0.5 y 2 μm , luego un $D = L$ de 15 μm y finalmente un valor de $D > L$ de 20 μm , con los cuales se obtuvo la Tabla 3.5. Para valores de D muy pequeños se aprecia que la distancia entre los espejos aumenta levemente, el FSR disminuye y los valores medidos de $FWHM$ permanecen altos. Para valores de D equivalentes a L se tiene que la distancia entre los espejos prácticamente se duplica, FSR y $FWHM$ se reducen a casi la mitad en comparación con el filtro original. Con valores de D mayores a L , se aprecia que la distancia entre los espejos no varía mucho en relación al caso anterior, de igual manera FSR y $FWHM$ se mantienen casi al mismo nivel. Se concluye que al aplicar una tensión sobre un material piezoelectrico este se expande generando una variación en la distancia de los espejos del filtro Fabry-Perot, estos cambios generados en el filtro hacen que su frecuencia de resonancia se desplace dando lugar a la sintonía.

3.1.3 Análisis de pérdidas por inserción del filtro Fabry-Perot

Para el análisis de las pérdidas por inserción se realiza un nuevo escenario de simulación, con un láser en la entrada al filtro Fabry-Perot y un medidor de potencia (*PowerMeter*) en su salida, como se aprecia en la Figura 3.4:

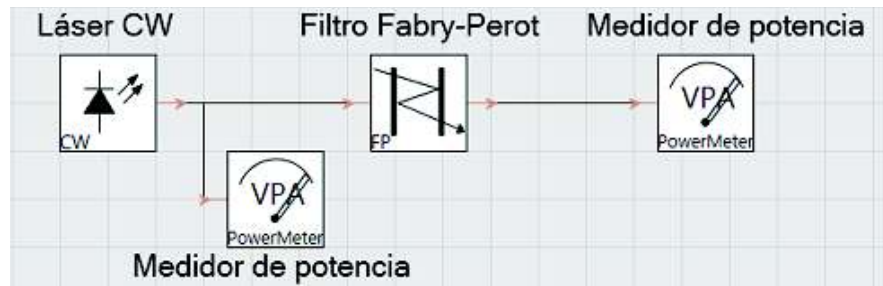


Figura 3. 4 Esquema del filtro Fabry-Perot para análisis de pérdidas por inserción

Para el análisis se asume un filtro Fabry-Perot con características técnicas de la sección 3.1.1: frecuencia central en $193.1 THz$; valores de reflectividad de 0.31, 0.45, 0.60 y 0.80; además, con FSR de 200, 100, 50 y $25 GHz$. El Láser CW simula una fuente de luz tipo láser que emite luz en la frecuencia de $193.1 THz$, con potencia de $3 mW$ ($4.7712 dBm$) encontrada en fuentes bibliográficas como la potencia de entrada de este filtro [57]. Los módulos *PowerMeter* permiten tomar medidas de potencia a la entrada (P_{in}) y salida (P_{out}) del filtro Fabry-Perot para evaluar las pérdidas por inserción, las cuales se calculan con:

$$IL(dB) = P_{in}(dBm) - P_{out}(dBm)$$

Ecuación 3.1 Pérdidas por inserción [66]

Los resultados obtenidos de la simulación se sintetizan en la Tabla 3.6:

Tabla 3. 6 Pérdidas por inserción del filtro Fabry-Perot

FSR [GHz]	R	P_{in} [dBm]	P_{out} [dBm]	IL [dB]
200	0.31	4.7712	4.7707	0.000512
100			4.7702	0.001
50			4.7691	0.0021
25			4.7665	0.0047
200	0.45	4.7712	4.7704	0.0008
100			4.7695	0.0017
50			4.7675	0.0037
25			4.7630	0.0082
200	0.60	4.7712	4.7690	0.0022
100			4.7683	0.0029
50			4.7647	0.0065
25			4.7565	0.0147
200	0.80	4.7712	4.7677	0.0035
100			4.7633	0.0079
50			4.7536	0.0176
25			4.7320	0.0392

En esta tabla se observan las potencias de entrada y salida del filtro Fabry-Perot para diferentes valores de reflectividad (R) y rango espectral libre (FSR). Las pérdidas por inserción han sido calculadas con la Ecuación 3.1, con los resultados se puede concluir, que cuando la reflectividad se mantiene constante las pérdidas por inserción del filtro Fabry-Perot se incrementan a medida que el rango espectral libre (FSR) disminuye. En la tabla se marca de color amarillo, los valores de pérdidas por inserción obtenidos en el filtro con un rango espectral libre de 200 GHz , en los cuales se puede apreciar que cuando el rango espectral libre (FSR) permanece constante y el valor de la reflectividad incrementa, las pérdidas por inserción también aumentan. Las hojas técnicas de los fabricantes indican que [67]: las pérdidas por inserción típicas para este tipo de filtros son $< 3\text{ dB}$, por lo que los valores obtenidos de la simulación se mantienen dentro del rango establecido por las características técnicas de los fabricantes.

3.2 Análisis del comportamiento del filtro Mach-Zehnder

Primero, en esta sección se analiza el período, $FWHM$ y finura con los resultados del ejemplo de caso teórico de la sección 2.3.1, con ayuda de simulaciones adicionales se comprueba el comportamiento del filtro Mach-Zehnder. Posteriormente, se cambia los valores del factor de acoplamiento de los acopladores de entrada y salida del filtro, para analizar la variación del parámetro *Extinction Ratio*. Finalmente, se analiza las pérdidas por inserción, en un nuevo escenario de simulación con un láser en la entrada.

El rango de longitudes de onda de operación del filtro Mach-Zehnder según fuentes bibliográficas es a partir de los 850 nm [35] y en especificaciones técnicas de fabricantes abarca las ventanas de transmisión óptica: $820 - 900\text{ nm}$ (primera ventana), $1260 - 1360\text{ nm}$ (segunda ventana) y $1520 - 1570\text{ nm}$ (tercera ventana) [68] [58].

3.2.1 Análisis del período, anchura de la banda total a mitad del máximo y finura del filtro Mach-Zehnder

En la Tabla 3.7 se observa los resultados del ejemplo de caso teórico del filtro Mach-Zehnder de la sección 2.3.1, este hace referencia a la relación existente entre el FSR , $FWHM$, finura y tiempo de retardo.

Debido a que ya se validaron las simulaciones realizadas en el capítulo 2, para el presente análisis se toma en cuenta las mediciones de la anchura de la banda total a mitad del máximo del filtro, que se obtuvieron de los resultados de las simulaciones solo de una de las salidas, debido a que los resultados de la simulación de la salida seno y coseno presentaron iguales características.

Tabla 3. 7 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de FWHM, finura y tiempo de retardo en función del FSR del filtro Mach-Zehnder

FSR [GHz]	τ [ns]	FWHM [GHz]	F
10	0.100	4.99	2.004
30	0.033	15.12	1.984
50	0.020	24.96	2.003
70	0.014	35.65	1.963
90	0.011	45.39	1.982

En la Tabla 3.7 se aprecia los resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de *FWHM*, finura y tiempo de retardo en función del *FSR* para el filtro Mach-Zehnder, en la cual los valores del rango espectral libre están entre 10 y 90 GHz; En el ejemplo de caso teórico se seleccionó este rango de valores debido a que son valores correspondientes a las especificaciones técnicas dadas por el fabricante. El tiempo de retardo se presenta en unidades de *ns* debido a que es el recíproco del *FSR*.

Se observa que las medidas de *FWHM* están entre 4.99 y 45.39 GHz e incrementan proporcionalmente a medida que el *FSR* aumenta, para este caso por cada 20 GHz que aumenta el *FSR*, *FWHM* se incrementa en 10 GHz aproximadamente. Se tiene que los valores de finura obtenidos oscilan entre 1.982 y 2.004, con pequeñas variaciones entre ellos. Con el análisis se concluye que el filtro Mach-Zehnder no es tan selectivo en comparación con el filtro Fabry-Perot, debido a que las salidas dependen de la interferencia entre dos señales que viajan por medio de dos guías de onda que forman parte del filtro y que son acopladas a la entrada y la salida del mismo.

Para comprobar el comportamiento del filtro Mach-Zehnder en cuanto a la anchura de la banda a mitad del máximo y el rango espectral libre, se realizan simulaciones adicionales con diferentes valores de *FSR* (10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 y 100 GHz) correspondientes a valores dados en la hoja técnica del fabricante del Anexo III. El esquema de simulación es el que consta en la Figura 2.34, las funciones de transferencia obtenidas con el esquema se presentan en el Anexo VIII para la salida seno con una frecuencia de 193.1 THz, los valores de *FSR* varían en un rango de 10 hasta 100 GHz, en

cada una de las gráficas se toma medidas de la anchura de la banda a mitad del máximo para cada valor del rango espectral libre especificado. Los resultados de *FWHM* se presentan en la Tabla 3.8:

Tabla 3. 8 Resultados de *FWHM* y *F* para diferentes valores de *FSR* (salida seno)

FSR (GHz)	FWHM [GHz]	F
10	4.99	2.00
20	9.99	2.00
30	15.12	1.98
40	20.12	1.98
50	24.96	2.00
60	29.37	2.04
70	35.65	1.96
80	39.99	2.00
90	45.39	1.98
100	50.25	1.99

En esta tabla se observa los resultados obtenidos del *FWHM* a diferentes valores de *FSR* que se incrementa en pasos de 10 *GHz* entre ellos.

Los resultados de las simulaciones con respecto a *FWHM*, mostrados en la tabla se encuentran en un rango de 4.99 a 50.25 *GHz*, en donde se aprecia que la anchura de la banda a mitad del máximo es aproximadamente la mitad de cada valor del rango espectral libre, esto debido a la característica sinusoidal en la salida del filtro, como se aprecia en la Figura 3.5:

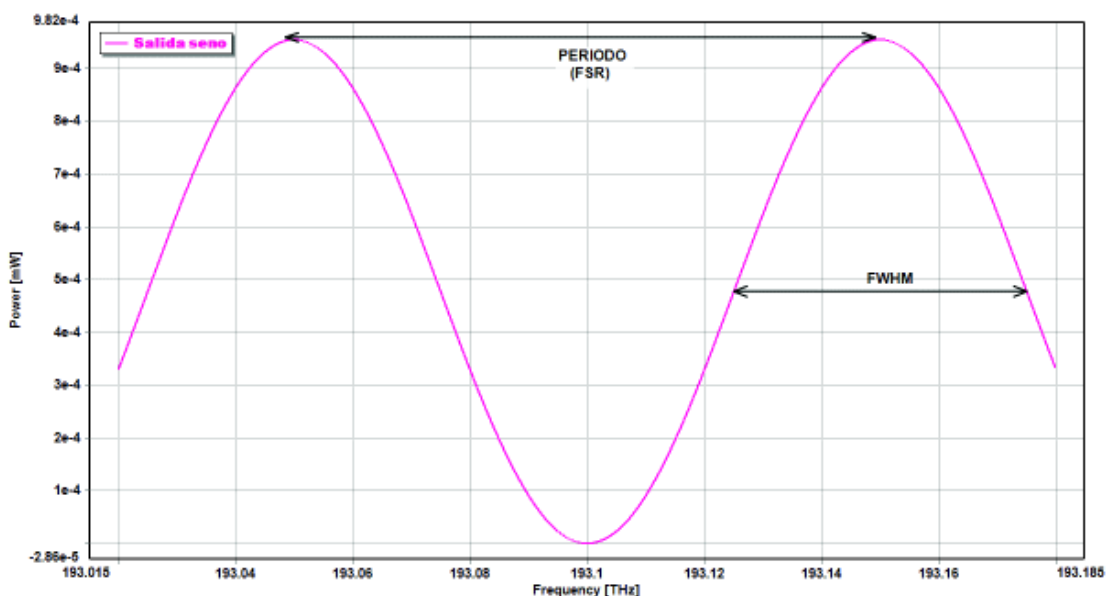


Figura 3. 5 Salida seno del filtro Mach-Zehnder con *FSR*=100 *GHz*

Para observar la característica sinusoidal del filtro Mach-Zehnder se cambia el eje de potencia de unidades dBm a mW , como se aprecia en la Figura 3.5, en la que el período es la distancia entre dos picos consecutivos (FSR) y la distancia entre dos nodos consecutivos ($FWHM$) es equivalente a la mitad del período, con esto se concluye que $FWHM$ es la mitad del FSR .

Los resultados de finura de la Tabla 3.8 permiten establecer que el filtro Mach-Zehnder no es muy selectivo, comparado con el filtro Fabry-Perot, debido a que en cada período máximo se puede encontrar dos valores de $FWHM$.

3.2.2 Análisis de ER (*Extinction Ratio*) en el filtro Mach-Zehnder

Según [69]: *ER* o *Extinction Ratio*, se define como la relación entre el valor máximo y mínimo del coeficiente de transmisión.

Idealmente en un filtro Mach-Zehnder se espera tener en cada uno de los brazos exactamente la mitad de la potencia de entrada, para esto los factores de acoplamiento¹⁶ ($a_i : b_i$) de los acopladores de entrada y salida deben ser 50 % : 50 % y 50 % : 50 %, respectivamente, en este caso el coeficiente máximo de transmisión es 1 y el mínimo es 0, dando lugar a un ER infinito. Para el presente análisis se realizan simulaciones adicionales con variación de los valores de los factores de acoplamiento en los acopladores de entrada y salida del filtro Mach-Zehnder basadas en el esquema de la Figura 2.33, con la finalidad de observar cómo varía la relación de extinción del filtro Mach-Zehnder. Se asume un filtro Mach-Zehnder con rango espectral libre de 50 GHz ($\tau = 0.02 \text{ nm}$) y factores de acoplamiento correspondientes a la Tabla 3.9:

Tabla 3. 9 Factores de acoplamiento de entrada y salida

Factor de acoplamiento	
Acoplador de entrada ($a_1 : b_1$)	Acoplador de salida ($a_2 : b_2$)
50 % : 50 %	50 % : 50 %
52 % : 48 %	51 % : 49 %
54 % : 46 %	52 % : 48 %
56 % : 44 %	53 % : 47 %
58 % : 42 %	54 % : 46 %
60 % : 40 %	55 % : 45 %

¹⁶ Factor de acoplamiento: determina cuanta potencia de entrada se dirige hacia cada puerto de salida.

Los resultados obtenidos para los diferentes factores de acoplamiento se presentan en la Figura 3.6:

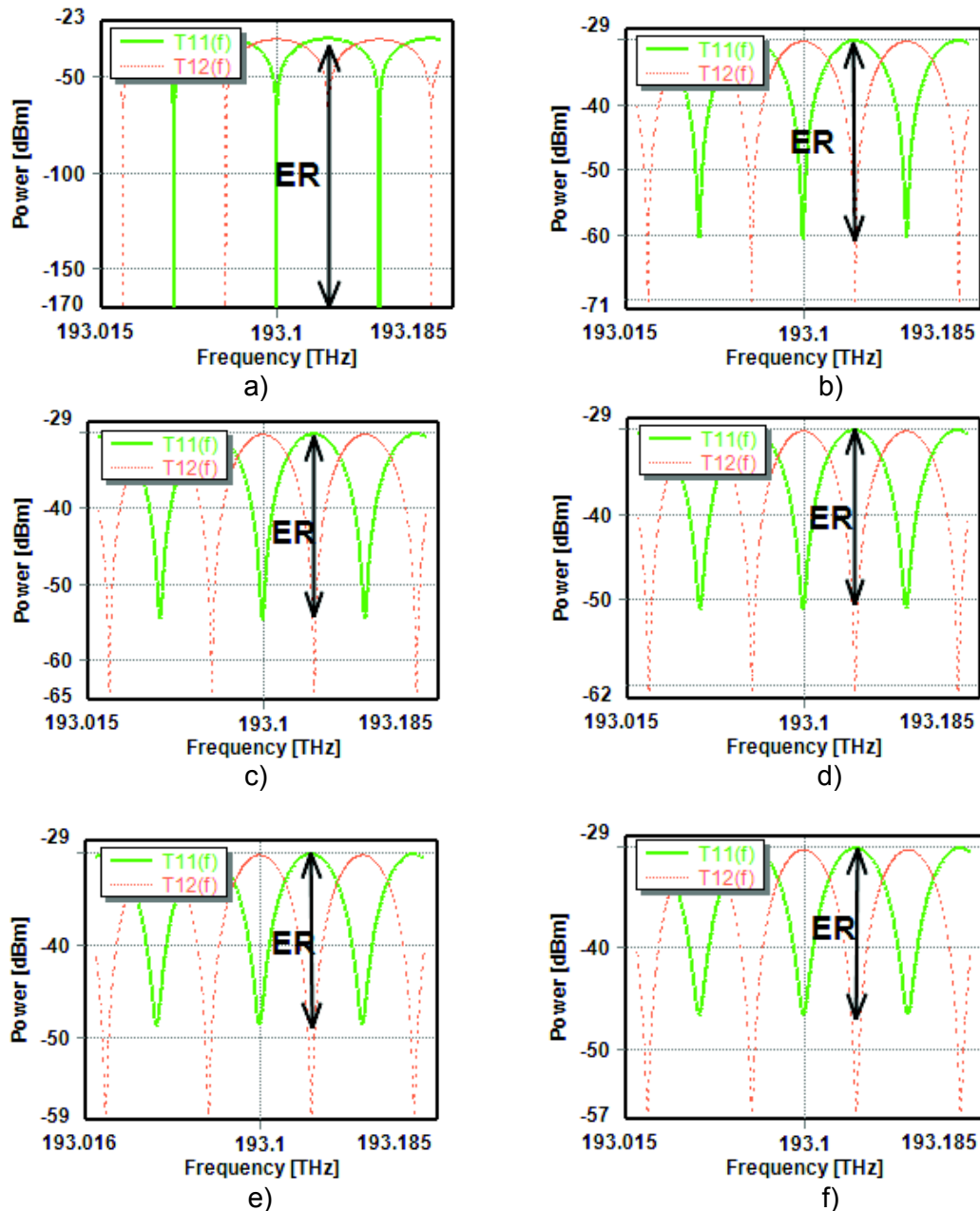


Figura 3. 6 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con diferentes valores de factor de acoplamiento. a) 50 % y 50 %, b) 52 % y 51 %, c) 54 % y 52 %, d) 56 % y 53 %, e) 58 % y 54 %, f) 60 % y 55 %

En esta figura se observa la función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con diferentes valores de factor de acoplamiento en sus acopladores de entrada y salida, la señal verde representa la salida seno y la coral es la salida coseno. Se aprecia que a medida que el factor de acoplamiento se aleja de su valor ideal, el parámetro *Extinction*

Ratio se reduce, los valores *ER* medidos de las simulaciones en las salidas seno y coseno, se presentan en la Tabla 3.10:

Tabla 3. 10 Valores de *ER* de las simulaciones con diferentes factores de acoplamiento

Factores de acoplamiento		ER_{seno} [dB]	ER_{coseno} [dB]
Acoplador de entrada ($a_1 : b_1$)	Acoplador de salida ($a_2 : b_2$)		
50 % : 50 %	50 % : 50 %	139.14	139.14
52 % : 48 %	51 % : 49 %	30.28	40.02
54 % : 46 %	52 % : 48 %	24.36	33.97
56 % : 44 %	53 % : 47 %	20.88	30.33
58 % : 42 %	54 % : 46 %	18.30	27.74
60 % : 40 %	55 % : 45 %	16.28	25.86

En la Tabla 3.10 se aprecia los diferentes valores de *ER* medidos en las simulaciones. Con factores de acoplamiento ideales (50 % : 50 %) y (50 % : 50 %) en cada acoplador se tiene un alto *ER* de 139.14 *dB*, idealmente se espera que este valor sea infinito.

Para factores de acoplamiento en la entrada de (52 %: 48 %) y en salida de (51%: 49%) se tiene un valor de *ER* de 30.28 *dB*, al compararse con factores de acoplamiento de (60%: 40%) en la entrada y (55%: 45%) en la salida se aprecia que el valor de *ER* se ha reducido en casi 15 *dB*.

Por lo que se puede concluir que a medida que el factor de acoplamiento se aleja de los valores ideales el *ER* se reduce. Con los resultados de las simulaciones adicionales también se pudo apreciar que el *ER* en la salida seno se reduce en mayor medida que en la coseno.

3.2.3 Análisis de las pérdidas por inserción del filtro Mach-Zehnder

Para analizar el comportamiento del filtro Mach-Zehnder en cuanto a pérdidas por inserción, es necesario un nuevo escenario de simulación como se presenta en la Figura 3.7, en el cual se aprecia un filtro Mach-Zehnder con una de sus entradas conectada a un láser CW, debido a que se analiza el filtro Mach-Zehnder como un demultiplexor, en este caso se calcula las pérdidas por inserción con dos valores de potencia de entrada al filtro Mach-Zehnder la primera de 0.2 *mW* (−6.98 *dBm*) y la segunda de 250 *mW* (23.97 *dBm*), estos valores se han encontrado en fuentes bibliográficas otorgadas por fabricantes del filtro [66] [68] [70].

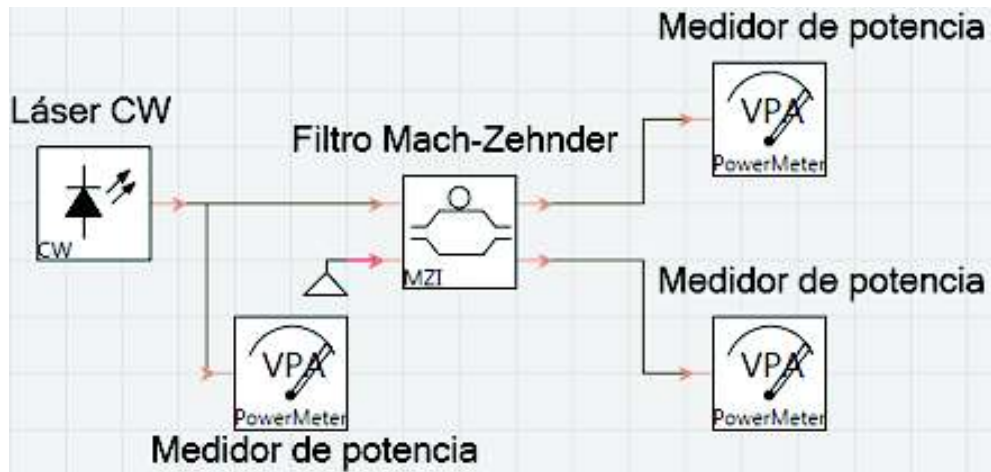


Figura 3. 7 Esquema del filtro Mach-Zehnder para análisis de pérdidas por inserción

Los *PowerMeter* conectados a la entrada y salida del filtro permiten tomar las medidas de potencia en dichos puntos, estos valores se presentan en la Tabla 3.11:

Tabla 3. 11 Pérdidas por inserción del filtro Mach-Zehnder con $P_{in}=0.2\text{ mW}$

FSR [GHz]	P_{in} [dBm]	$P_{out_{seno}}$ [dBm]	$P_{out_{coseno}}$ [dBm]	IL_{seno} [dB]	IL_{coseno} [dB]
60	-6.98	-7.01	-24.96	0.03	17.98
80		-10	-9.99	3.02	3.01
100		-45.16	-6.99	38.18	0.01

En la Tabla 3.11 se muestran los valores de *FSR* (60,80,100 GHz) del filtro Mach-Zehnder, para cada valor de rango espectral libre se presentan diferentes valores de potencia en la salida seno ($P_{out_{seno}}$) y coseno ($P_{out_{coseno}}$) con una potencia de entrada (P_{in}) constante de -6.98 dBm , con los cuales se calcula las pérdidas por inserción mediante la Ecuación 3.1, se aprecia que los valores de las pérdidas por inserción *IL* en cada salida son diferentes.

Por ejemplo, para un *FSR* de 60 GHz se tienen pérdidas por inserción en la salida seno de 0.03 dB y en la coseno de 17.98 dB, con lo cual se puede concluir que las pérdidas por inserción son mayores en la salida coseno para ese valor de *FSR*. A medida que se incrementa el valor de *FSR* se aprecia que las pérdidas por inserción para la salida seno incrementan y para la coseno disminuyen.

Según datos técnicos del fabricante [68]: la potencia máxima a la entrada del filtro Mach-Zehnder puede ser de 250 mW (23.97 dBm), con lo que se obtiene los resultados detallados en la Tabla 3.12:

Tabla 3. 12 Pérdidas por inserción del filtro Mach-Zehnder con $P_{in} = 250 \text{ mW}$

FSR [GHz]	P_{in1} [dBm]	$P_{out_{seno}}$ [dBm]	$P_{out_{coseno}}$ [dBm]	IL_{seno} [dB]	IL_{coseno} [dB]
60	23.9794	23.9095	6.0096	0.0698	17.9697
80		20.9690	20.9691	3.01203	3.0103
100		-14.1991	23.9787	38.1786	0.0007

Se aprecia en la Tabla 3.12 que para un valor de potencia de entrada alto como 23.97 dBm , las potencias en la salida coseno se atenúan más que las de la salida seno, por ejemplo con un $FSR = 60 \text{ GHz}$ la potencia en la salida coseno es 6.00965 dBm menos que en la salida seno. Las pérdidas por inserción en la salida seno se incrementan a medida que el FSR aumenta, lo contrario ocurre en la salida coseno en la que las pérdidas por inserción se reducen a medida que FSR aumenta.

Por tanto al comparar las Tablas 3.11 y 3.12 se tiene que: para un $FSR = 60 \text{ GHz}$ las pérdidas por inserción del filtro Mach-Zehnder se mantienen para la salida seno en centésimas de decibelios y en la salida coseno se encuentran alrededor de 17.98 dB ; para $FSR = 80 \text{ GHz}$ en la salida seno y coseno están alrededor de 3.01 dB ; además, con $FSR = 100 \text{ GHz}$ en la salida seno tienen valores aproximados a 37.18 dB y en la coseno fluctúan entre las centésimas y milésimas de decibelios. Por lo tanto, con potencias bajas como 0.2 mW o altas como 250 mW en la entrada del filtro Mach-Zehnder, las pérdidas por inserción presentan valores aproximadamente iguales en la salida seno y coseno.

3.3 Análisis del comportamiento del filtro AWG

En esta sección se realiza el análisis del comportamiento del filtro AWG, para lo cual se considera que el módulo del filtro AWG del simulador VPI modela AWG realistas, basándose en hojas de datos estándar proporcionadas por los fabricantes, el módulo no requiere de información específica de diseño del filtro que usualmente es desconocida. Por tal motivo, en el presente análisis se hace uso de características técnicas reportadas por los fabricantes para configurar los parámetros técnicos del módulo y posteriormente mediante simulaciones determinar el comportamiento del filtro AWG.

Primero, se analiza el período y la forma de la banda de paso con los parámetros estimados y calculados en el ejemplo de caso teórico de la sección 2.4.1, con la ayuda de simulaciones adicionales se analiza la forma de banda de paso del filtro AWG.

Finalmente, se plantea un nuevo escenario de simulación para analizar las pérdidas por inserción y diafonía en los filtros ópticos AWG multiplexores y demultiplexores.

El rango de longitudes de onda de operación del filtro AWG cubre bandas ópticas para comunicaciones O (1270 – 1365 nm), E (1370 – 1465 nm), S (1470 – 1530 nm), C (1530 – 1565 nm) y L (1570 – 1610 nm) [10] [11].

3.3.1 Análisis del período y de la forma de banda de paso del filtro AWG

En la Tabla 3.13 se aprecia los parámetros configurados en el ejemplo de caso teórico del filtro AWG de la sección 2.4.1, en el que se trata la relación entre el *FSR* y el orden de difracción (*m*). Se consideran tres tipos de parámetros: los reportados por el fabricante como número de canales de entrada y salida, orden de difracción (*m*), espaciamiento entre canales ($\Delta\lambda$), ancho de banda a -1 dB, longitud de onda de operación (λ); los parámetros bibliográficos como relación entre el índice de refracción efectivo y el de grupo de la matriz de guías de onda ($\frac{n_{eff}}{n_g}$); además, los parámetros calculados como rango espectral libre (*FSR*).

Tabla 3. 13 Parámetros configurados en el ejemplo de caso teórico del FSR en función del número de orden de difracción del filtro AWG (demultiplexor) basado en tecnología

SoS

Parámetros	Valores
Número de canales de entrada	1
Número de canales de salida	8
Orden de difracción (m)	6
Espaciamiento entre canales ($\Delta\lambda$)	50 GHz
Ancho de banda a -1 dB	22.47 GHz
Longitud de onda de operación (λ)	1550 nm
Relación de índice de refracción efectivo y de grupo (n_{eff}/n_g)	0.975
Rango espectral libre (FSR)	31.43 THz

En el ejemplo de caso teórico se asumió el valor de $\frac{n_{eff}}{n_g} = 0.975$ correspondiente a la tecnología *SoS* para filtros AWG, n_{eff} y n_g son los índices de refracción efectivo y de grupo de la matriz de guías de onda, la cual se encuentra entre las dos zonas libres de propagación del filtro, en este caso se asumió una matriz formada por material de sílice, el índice de refracción de grupo se puede calcular con:

$$n_g = \frac{n_{eff} - \lambda dn_{eff}}{d\lambda}$$

Ecuación 3.2 Índice de grupo de la matriz de guías de onda del filtro AWG [11]

Donde d es la distancia entre las guías de onda contenidas en las regiones libres de propagación, de la cual no se han encontrado datos técnicos reportados por fabricantes debido a que es propia del diseño del filtro AWG.

La relación entre el rango espectral libre y número de orden de difracción es inversa, a medida que incrementa m el FSR disminuye, debido a que FSR es equivalente al producto entre el cociente de la frecuencia central con el orden de difracción y la relación del índice de refracción efectivo y de grupo. El resultado de FSR para este caso es de $31.43 THz$, debido a que el escenario se encuentra desarrollado con una longitud de onda central de $1550 nm$ cuyo valor en frecuencia es $193.41 THz$.

Un filtro AWG para evitar problemas de diafonía necesita valores de FSR mayores que el rango de frecuencias que se transmiten por medio de este, en este caso se transmiten ocho señales espaciadas $50 GHz$, lo que da un rango de frecuencias transmitidas de alrededor de $500 GHz$, que es muy pequeño comparado con el FSR calculado.

La relación entre el FSR y m se mantiene siempre inversamente proporcional, por lo que no fue necesario realizar otras simulaciones o cálculos para comprobarla.

A continuación se analiza la forma de banda de paso, en función de los parámetros ingresados en el simulador y que se presentan en la Tabla 3.14:

Tabla 3. 14 Parámetros para analizar la forma de banda de paso del filtro AWG

Banda de paso	$\frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}}$ (simulado)	$AB_{-1 dB}$ [GHz]	$AB_{-3 dB}$ [GHz]	$\frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}}$ (calculado)
Gaussian	$1.78 < \frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}} < 2$	22.47	40	$\frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}} \approx 1.78$
FlatHyperGauss	$\frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}} \sim 1.66$		30	$\frac{AB_{-3 dB}}{AB_{-1 dB}} \approx 1.33$

Los parámetros que describen la forma de banda de paso del filtro AWG son el ancho de banda a $-1 dB$ ($AB_{-1 dB}$) y el ancho de banda a $-3 dB$ ($AB_{-3 dB}$). Las formas de banda

de paso disponibles en el simulador para un filtro AWG con características técnicas dadas por el fabricante son:

- *Gaussian* corresponde a formas de banda de paso gaussianas, esta se encuentra caracterizada por la relación entre anchos de banda $\frac{AB_{-3\text{ dB}}}{AB_{-1\text{ dB}}} = \sqrt{3}$.
- *FlatHyperGauss* describe una forma de banda de paso determinada por el parámetro del simulador *GaussianOrder*: si este valor es 1 la forma de banda de paso es gaussiana y si es 2.1 la forma de banda de paso es plana. Para el análisis del filtro AWG se ha considerado a esta forma de banda de paso como plana. La relación entre anchos de banda para este caso es $\frac{AB_{-3\text{ dB}}}{AB_{-1\text{ dB}}} > 1$.

Los valores obtenidos de las relaciones entre los anchos de banda presentados en la Tabla 3.14 corresponden a cada una de las formas de banda de paso del ejemplo de caso teórico en análisis, con lo que se puede concluir que el filtro AWG presenta dos tipos de formas de banda de paso: gaussianas y planas. Las formas de banda de paso gaussiana tienen un valor máximo de amplitud en la frecuencia central de cada salida, que disminuye hacia los extremos, en cambio las formas de banda de paso planas en la frecuencia central poseen un valor máximo de amplitud que se mantiene constante hacia los extremos y sus flancos laterales son prácticamente paralelos entre sí.

Los anchos de banda a -3 dB del filtro AWG presentan rangos de valores diferentes dependiendo de la forma de banda de paso que se desee analizar, estos están indicados en la Tabla 3.15:

Tabla 3. 15 Rangos de ancho de banda a -3 dB para cada forma de banda de paso

Banda de paso	$AB_{-1\text{ dB}}$ [GHz]	$AB_{-3\text{ dB}}$ [GHz]	Para nuevas simulaciones $AB_{-3\text{ dB}}$ [GHz]
Gaussian	22.47	≈ 40	40
FlatHyperGauss		> 22.47	30
			50
			70

Se realiza simulaciones adicionales del filtro AWG con los valores de ancho de banda a -3 dB , seleccionados dentro del rango de valores de la Tabla 3.15, para comprobar la forma de banda de paso a la salida del filtro. Para la forma de banda de paso gaussiana, se mantiene el ancho de banda a -3 dB con 40 GHz , su descripción gráfica en uno de los puertos de salida se presenta en la Figura 3.8:

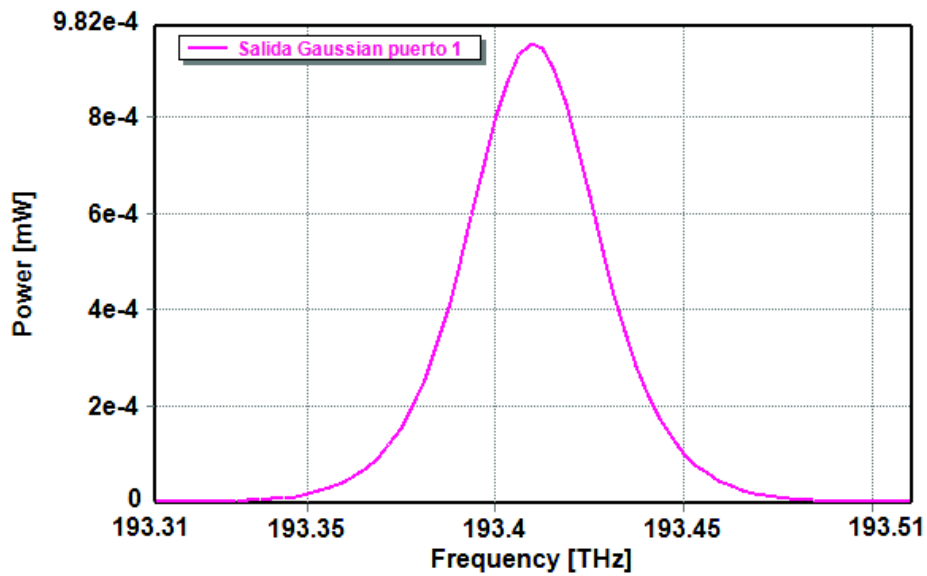


Figura 3. 8 Función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso gaussiana

La forma de paso gaussiana de la Figura 3.8 se mantiene constante en cada salida del filtro AWG, el pico máximo de transmisión se encuentra en el centro de frecuencia en este caso 193.41 THz y se reduce hacia los extremos laterales. El ancho de banda a -3 dB es dependiente directamente del ancho de banda a -1 dB , por lo que si este último valor se incrementa se observará un incremento en el desplazamiento de los flancos laterales.

La forma de banda de paso *FlatHyperGauss* considerada como plana para el presente análisis, con diferentes valores de ancho de banda a -3 dB presenta las características que se pueden observar en la Figura 3.9:

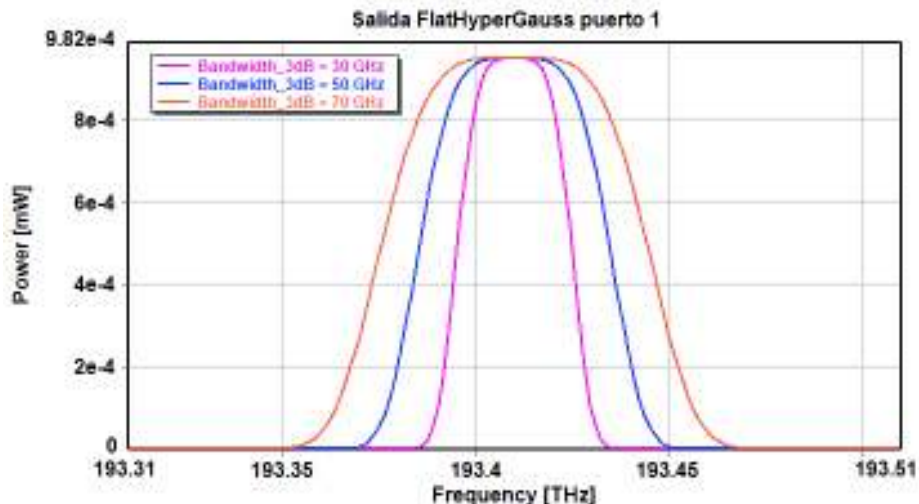


Figura 3. 9 Función de transferencia del filtro AWG con forma de banda de paso plana

En la forma de banda de paso plana del filtro AWG de la Figura 3.9 se puede apreciar que a medida que se incrementa el ancho de banda a -3 dB en el filtro AWG, se mantiene la forma constante alrededor de la frecuencia central en la salida de cada uno de sus puertos, lo que indica que se tiene igual atenuación para todas las frecuencias contenidas dentro de la banda de paso. Además se aprecia que los flancos laterales se incrementan en igual proporción a lo largo de toda la amplitud de potencia alrededor de la frecuencia central. Por tanto el filtro AWG presenta en sus salidas dos formas de banda de paso: gaussiana y plana.

A mayores anchos de banda en la forma de banda de paso gaussiana se encuentran mayores interferencias, en cambio en las formas de banda de paso planas los flancos tienden a ser más paralelos, lo que les permite reducir la interferencia entre señales adyacentes.

3.3.2 Análisis de diafonía y pérdidas por inserción del filtro AWG

Para el análisis de diafonía y pérdidas por inserción del filtro AWG, se ha establecido dos escenarios: en el primero se analizará las salidas del filtro AWG multiplexor, y en el segundo el filtro AWG demultiplexor. Los parámetros técnicos de estos escenarios se encuentran basados en la hoja técnica de un fabricante para el filtro AWG multiplexor y demultiplexor correspondiente al Anexo IX, del cual se toman las siguientes características técnicas:

- Espaciamiento entre canales: $\Delta\lambda = 100\text{ GHz}$.
- Rango espectral libre: $FSR = 400\text{ GHz}$.
- Ancho de banda a -1 dB : 0.20 nm con su equivalente en frecuencia de 24.88 GHz .
- Ancho de banda a -3 dB : 0.40 nm con su equivalente en frecuencia de 49.77 GHz .

a) Filtro AWG multiplexor

Los filtros de multiplexación óptica son dispositivos que combinan diferentes frecuencias o longitudes de onda, el filtro AWG multiplexor puede combinar una gran cantidad de frecuencias en un solo puerto de salida. En este escenario el filtro AWG multiplexor se encuentra configurado en función de las características técnicas del fabricante mencionadas, con cuatro entradas (f_1, f_2, f_3 y f_4) y una salida. El esquema de simulación para el presente análisis se presenta en la Figura 3.10:

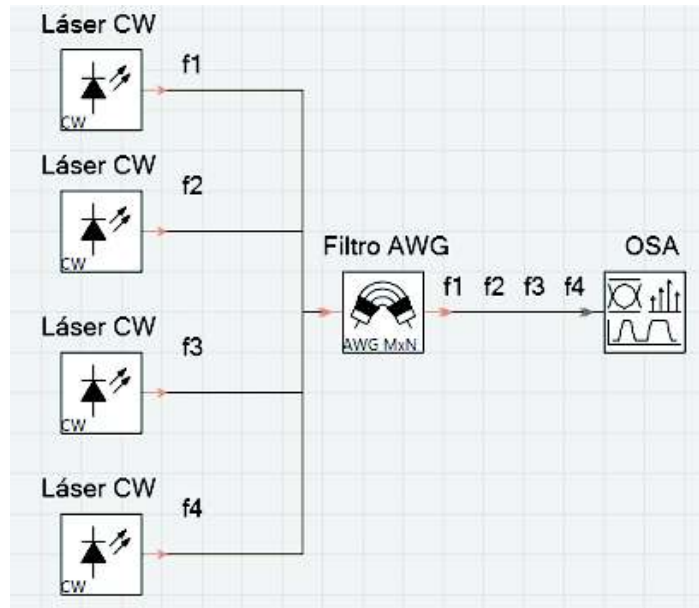


Figura 3. 10 Esquema del filtro AWG multiplexor para análisis de pérdidas por inserción y diafonía

Se aprecia en la Figura 3.10 al filtro AWG con cuatro entradas ($f_1 = 192.9 THz$, $f_2 = 193 THz$, $f_3 = 193.1 THz$ y $f_4 = 193.2 THz$), cada una corresponde a la frecuencia central de cada láser CW de la figura, el cual se encuentra configurado con una potencia de $1 mW$, con la búsqueda bibliográfica se determinó que el filtro AWG presenta potencias de entrada que se encuentran alrededor de este valor [71].

La frecuencia central del filtro AWG se selecciona en función de las características que presenta el módulo de este filtro en la herramienta de simulación VPI, en la cual se especifica que la frecuencia central corresponde a la frecuencia del primer canal de entrada al filtro AWG multiplexor en este caso es de $193.2 THz$.

A continuación se realizan las simulaciones adicionales del filtro AWG multiplexor con las dos formas de banda de paso:

- **Filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso gaussiana**

El espectro de potencia de salida para un filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso gaussiana se presenta en la Figura 3.11, en la que se aprecia la salida del filtro AWG multiplexor con cuatro frecuencias en su salida: $f_1 = 192.9 THz$, $f_2 = 193 THz$, $f_3 = 193.1 THz$ y $f_4 = 193.2 THz$, las cuales se encuentran separadas entre sí $100 GHz$. Las medidas tomadas de pérdidas por inserción y no uniformidad están resumidas en la Tabla 3.16.

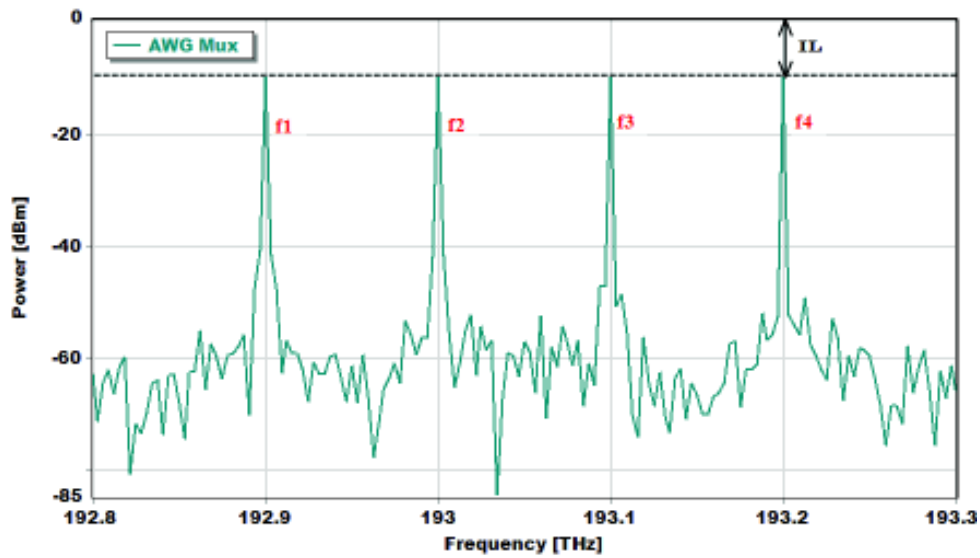


Figura 3. 11 Espectro óptico en la salida del filtro AWG multiplexor con banda de paso gaussiana

El módulo del filtro AWG tiene la característica de generar automáticamente su función de transferencia, para el filtro AWG multiplexor se presenta en la Figura 3.12, esta permite obtener medidas de diafonía, presentes en la Tabla 3.16.

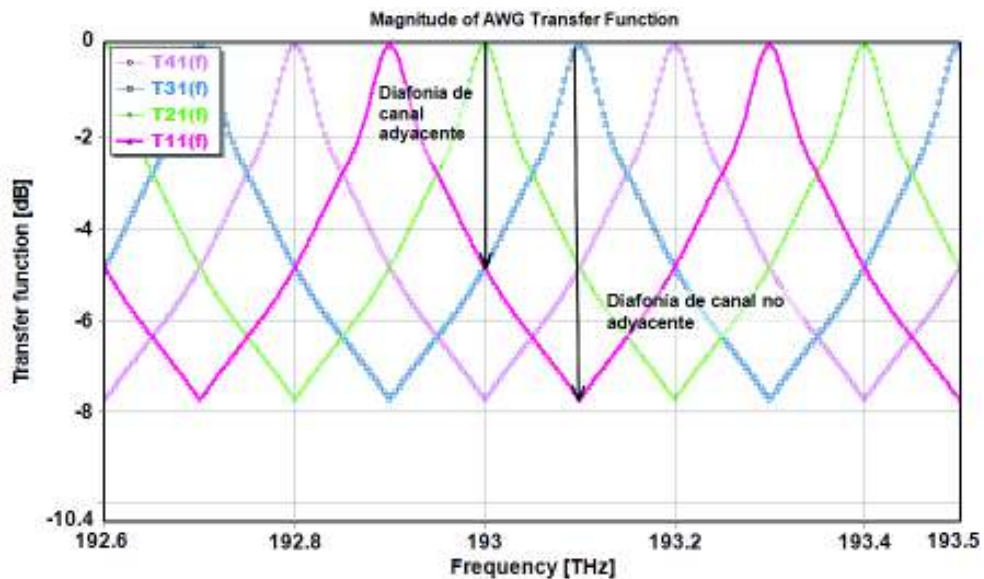


Figura 3. 12 Función de transferencia del filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso gaussiana

Con la figura, en la señal de color rosado se mide la diafonía de canal adyacente en relación a la señal de color verde con frecuencia central de 193 THz.

- **Filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana**

El espectro de potencia para un filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana se presenta en la Figura 3.13, en la que se observa cuatro frecuencias en su salida: $f_1 = 192.9 \text{ THz}$, $f_2 = 193 \text{ THz}$, $f_3 = 193.1 \text{ THz}$ y $f_4 = 193.2 \text{ THz}$.

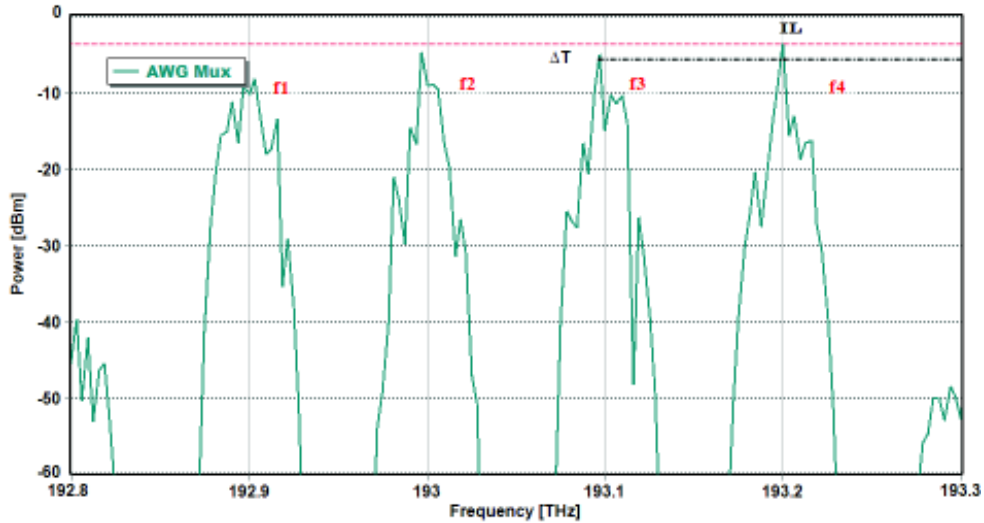


Figura 3. 13 Espectro óptico en la salida del filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana

La función de transferencia del filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana se muestra en la Figura 3.14:

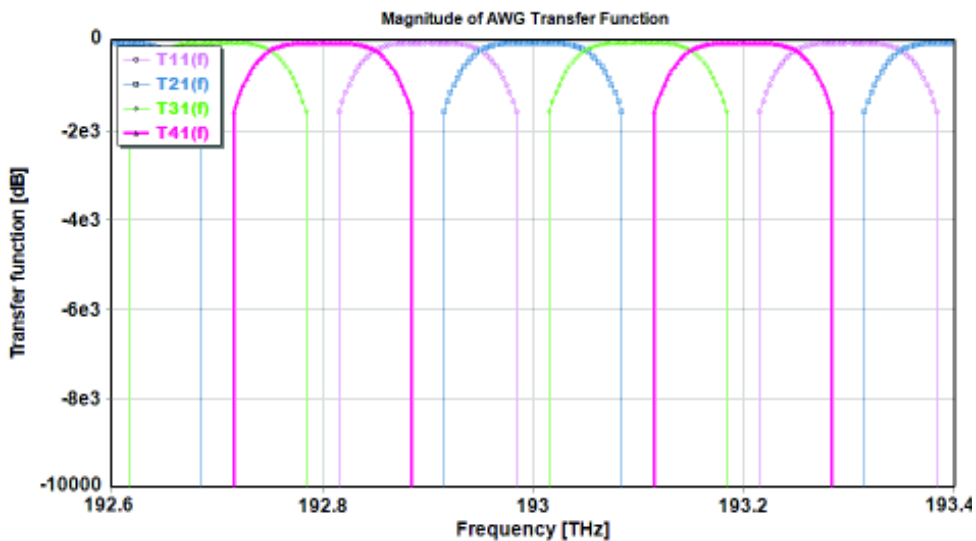


Figura 3. 14 Función de transferencia del filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana

Las medidas de diafonía, pérdidas por inserción (IL) y no uniformidad (ΔT_{AWG}) se incluyen en la Tabla 3.16, en la que se aprecia que el filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana no posee nivel de diafonía en comparación con los niveles de diafonía del filtro AWG de forma de banda de paso gaussiana. Los valores de pérdidas por inserción son menores en el filtro AWG multiplexor con forma de banda de paso plana que en el que posee forma de banda de paso gaussiana. La no uniformidad del filtro AWG multiplexor es mayor en la forma de banda de paso plana. Por lo tanto, se presenta mejores características de pérdidas por inserción y diafonía en un filtro AWG con forma de banda de paso plana.

Tabla 3. 16 Diafonía, no uniformidad y pérdidas por inserción del filtro AWG multiplexor

Forma de banda de paso	Diafonía de canal adyacente [dB]	Diafonía de canal no adyacente [dB]	IL [dB]	ΔT_{AWG} [dB]
Gaussiana	-4.84	-7.76	9.68	6.62×10^{-4}
Plana	-	-	3.33	1.73

b) Filtro AWG demultiplexor

El filtro AWG demultiplexor separa diferentes frecuencias o longitudes de onda de entrada, en varios puertos de salida, en este escenario se configura en función de las características técnicas mencionadas al inicio de esta sección presentes en el Anexo IX, se considera un filtro AWG demultiplexor de 1 entrada y 4 salidas, con frecuencia central en $192.9 THz$. El esquema de simulación para este análisis se presenta en la Figura 3.15:

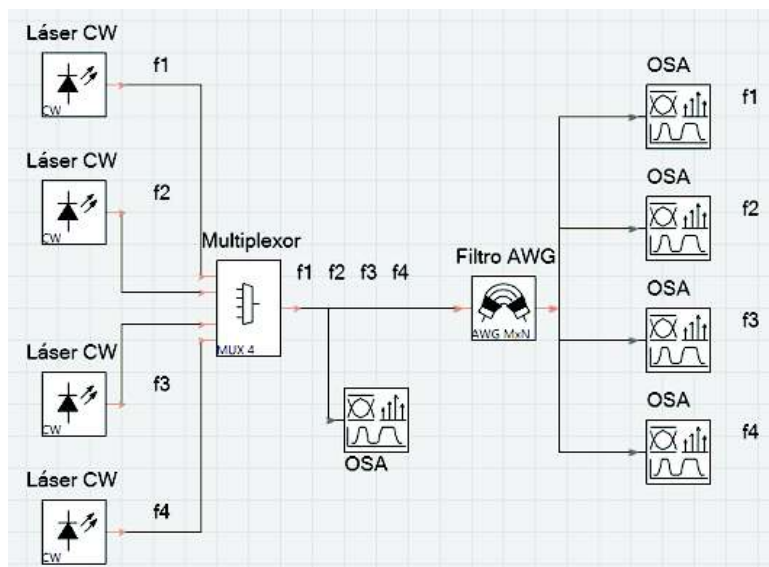


Figura 3. 15 Esquema del filtro AWG demultiplexor para análisis de pérdidas por inserción y diafonía

Se aprecia en la Figura 3.15 al filtro AWG demultiplexor con una entrada compuesta por cuatro frecuencias ($f_1 = 192.9 \text{ THz}$, $f_2 = 193 \text{ THz}$, $f_3 = 193.1 \text{ THz}$, y $f_4 = 193.2 \text{ THz}$) cuyo espectro de potencias se presenta en la Figura 3.16:

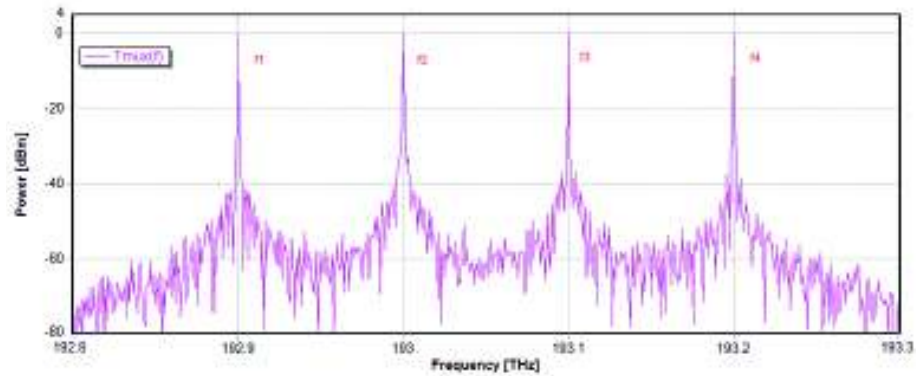


Figura 3. 16 Entrada multiplexada al filtro AWG

A continuación se realizan simulaciones adicionales del filtro AWG demultiplexor con las dos formas de banda de paso:

- **Filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana**

El espectro de potencia del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana se presenta en la Figura 3.17:

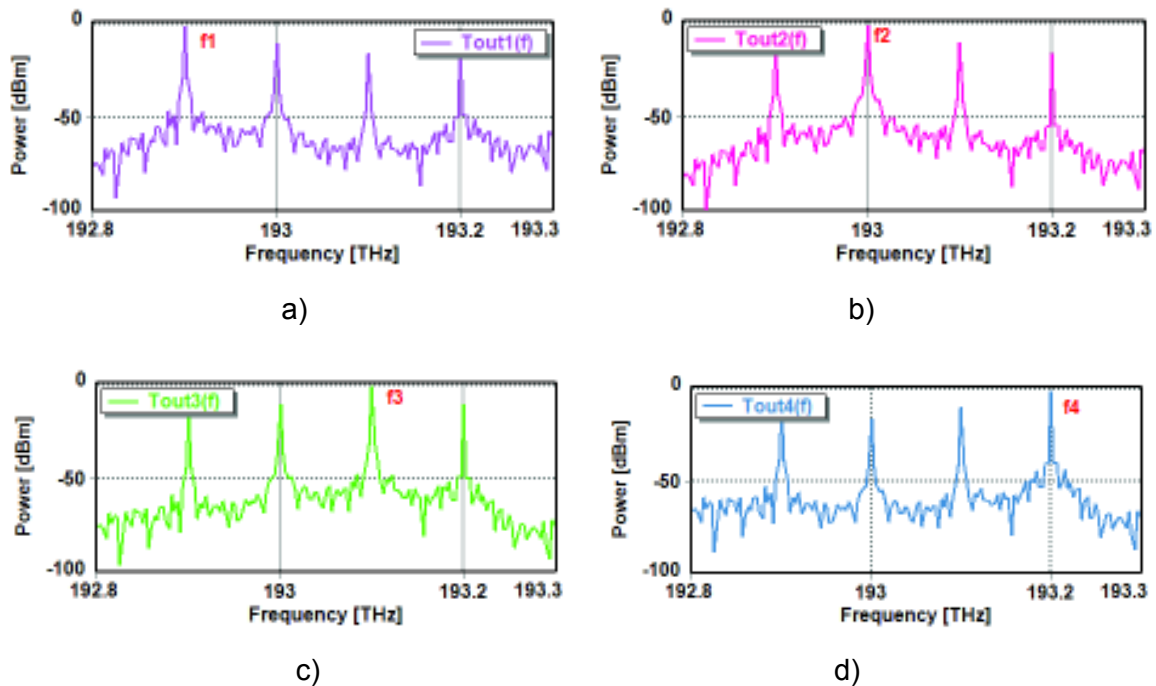


Figura 3. 17 Espectro óptico del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana. a) Salida puerto 1, b) Salida puerto 2, c) Salida puerto 3 y d) Salida puerto 4

En esta figura se observa cada una de las salidas del filtro AWG demultiplexor con sus respectivas frecuencias centrales ($f_1 = 192.9 \text{ THz}$, $f_2 = 193 \text{ THz}$, $f_3 = 193.1 \text{ THz}$ y $f_4 = 193.2 \text{ THz}$). Las medidas tomadas de pérdidas por inserción y no uniformidad están incluidas en la Tabla 3.17.

La función de transferencia del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana se presenta en la Figura 3.18, y permite obtener medidas de diafonía, las que se incluyen en la Tabla 3.17.

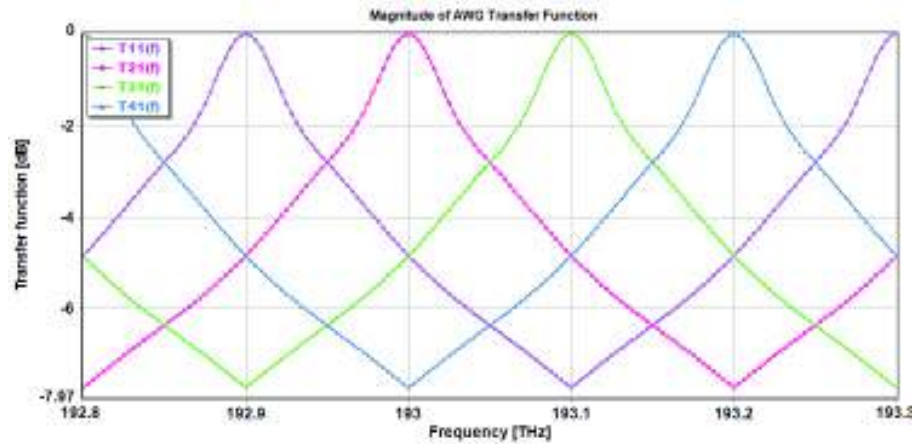
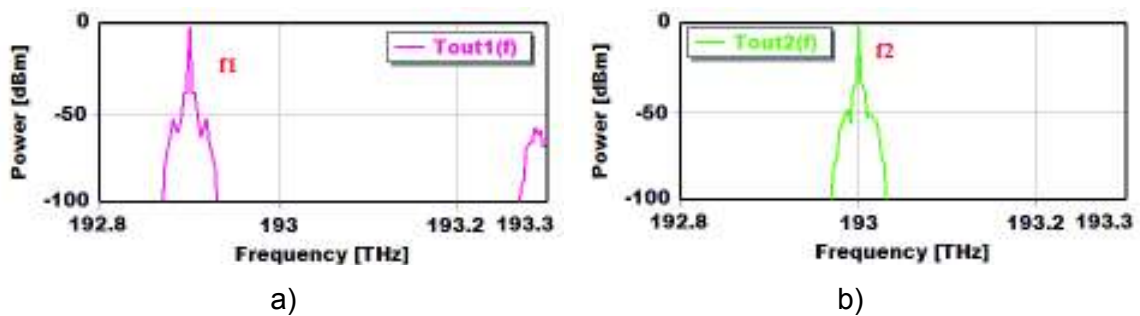


Figura 3. 18 Función de transferencia del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana

Las medidas de diafonía observadas en la Figura 3.18 se toman en referencia a la señal de color rosado con frecuencia central en 192.9 THz , la diafonía de canal adyacente se lo toma en relación al canal adyacente con frecuencia central en 193 THz que corresponde a la señal de color verde.

- Filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana

Las respuestas en cada una de las salidas del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana se presentan en la Figura 3.19:



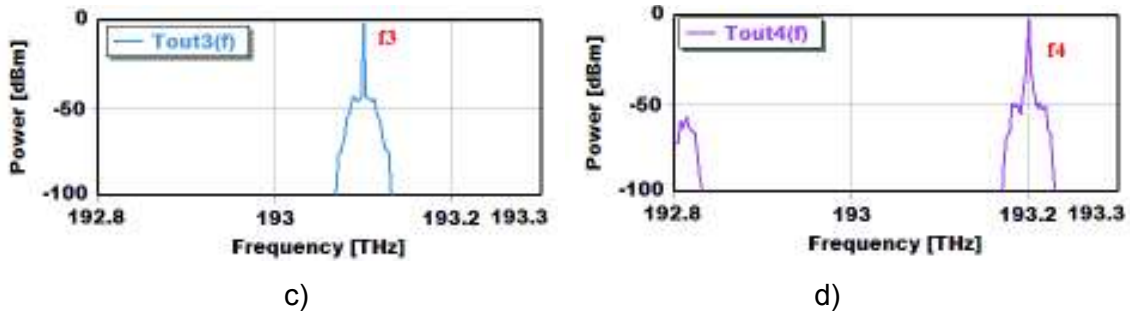


Figura 3. 19 Espectro óptico en cada salida del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana. a) Salida del puerto 1 con frecuencia f_1 , b) Salida del puerto 2 con frecuencia f_2 , c) Salida del puerto 3 con frecuencia f_3 y d) Salida del puerto 4 con frecuencia f_4

En la figura se aprecia cada una de las salidas de los puertos del filtro AWG demultiplexor, con forma de banda de paso plana, con sus respectivas frecuencias centrales: $f_1 = 192.9 THz$, $f_2 = 193 THz$, $f_3 = 193.1 THz$ y $f_4 = 193.2 THz$.

La función de transferencia del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana se presenta en la Figura 3.20:

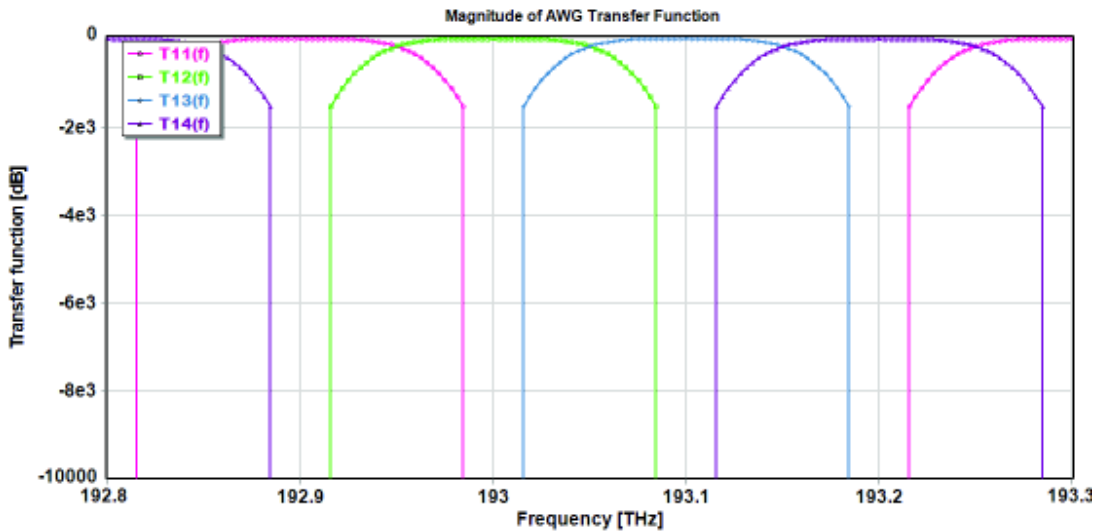


Figura 3. 20 Función de transferencia del filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana

Las medidas de diafonía, pérdidas por inserción (IL) y no uniformidad ($\Delta\lambda$) se incluyen en la Tabla 3.17, y se toman con las mismas consideraciones que el filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana.

Tabla 3. 17 Diafonía, IL y no uniformidades del filtro AWG demultiplexor

Forma de banda de paso	Frecuencia [THz]	Diafonía de canal adyacente [dB]	Diafonía de canal no adyacente [dB]	IL [dB]	ΔT_{AWG} [dB]
Gaussiana	192.9	-4.87	-7.74	0.015	10.79
	193.0			0.016	10.09
	193.1			0.015	10.19
	193.2			0.009	9.50
Plana	192.9	-	-	0.0081	-
	193.0			0.0084	-
	193.1			0.0002	-
	193.2			0.0089	-

En la Tabla 3.17 se aprecia que el filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso gaussiana posee un nivel de diafonía de canal adyacente y no adyacente igual a su homólogo multiplexor. En este escenario el filtro AWG demultiplexor con forma de banda de paso plana no presenta nivel de diafonía. Las pérdidas por inserción en el filtro AWG con forma de banda de paso gaussiana en cada puerto de salida se mantienen entre 0.009 y 0.016. También se observan no uniformidades altas en ambas formas de banda de paso debido a que en cada puerto únicamente debe haber una frecuencia de salida, en el caso de la forma de banda de paso plana, sus flancos laterales son prácticamente paralelos entre sí, por lo que la frecuencia de canal adyacente en estas simulaciones no genera afecciones sobre la señal transmitida.

Por lo tanto, el comportamiento del filtro AWG como multiplexor y demultiplexor es diferente, en primer lugar el filtro AWG multiplexor presenta mayores pérdidas y niveles de diafonía bajos comparado con el filtro AWG demultiplexor, en este último con forma de banda de paso plana no se presentan valores de diafonía, por lo tanto tampoco se encuentran valores de no uniformidad para este tipo de filtros. En segundo lugar las pérdidas por inserción para filtros AWG multiplexores son mayores que las obtenidas en filtros AWG demultiplexores.

3.4 Análisis del comportamiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg

A continuación se realiza el análisis del comportamiento de filtros basados en redes de difracción de Bragg, para lo cual, primero se analiza el *bandwidth* y *FWHM* a la salida del

filtro con los resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la sección 2.5 y, para comprobar el comportamiento del filtro en función de estos parámetros se realizan simulaciones adicionales con diferentes valores en los parámetros de interés. Luego, se realizan nuevas simulaciones que permitirán analizar los lóbulos laterales para las diferentes funciones de apodización que posee la herramienta de simulación VPI.

Finalmente, se analiza las pérdidas por inserción obtenidas a la salida de los filtros basados en redes de difracción de Bragg, en función de la variación de la longitud de la red de difracción.

El rango de longitudes de onda de operación para filtros basados en redes de difracción de Bragg según especificaciones técnicas de fabricantes se encuentra en: (1530 – 1573) nm y (1510 – 1590)nm [61].

3.4.1 Análisis del *Bandwidth* y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción

Para el análisis del *bandwidth* y FWHM de los filtros basados en redes de difracción de Bragg, primero se analizan los resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la sección 2.5.1, en el cual se relaciona estos parámetros con la longitud de la red de difracción, estos resultados se incluyen en la Tabla 3.18, el *bandwidth* y FWHM corresponden a los valores medidos en los resultados de las simulaciones, los datos para la longitud de la red de difracción L (5, 7, 11, 13, 15 mm) están dentro de lo que especifica la hoja técnica del fabricante, cuyo rango se encuentra entre 0.15 – 15 mm.

Tabla 3. 18 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico del bandwidth y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción

L [mm]	Bandwidth [nm]	FWHM [nm]	Reflectividad [%]
5	0.36	0.24	78.82
7	0.28	0.21	90.09
11	0.22	0.19	95.01
13	0.20	0.18	95.19
15	0.19	0.18	95.35

Los resultados de la Tabla 3.18 están en función de una variación de modulación de índice de refracción constante $\Delta n = 1.5 \times 10^{-4}$, para los diferentes valores de longitud de red de difracción (L), se observa que a medida que esta aumenta, el *bandwidth* y FWHM

disminuyen. Para valores pequeños de longitud de la red de difracción lejanas al límite superior del rango dado en la hoja técnica del fabricante como 5 mm , se presenta mayor *bandwidth* y *FWHM* que el obtenido a la longitud máxima de la red de difracción (15 mm), la diferencia en los parámetros *bandwidth* y *FWHM* obtenidas entre las dos longitudes son 0.17 nm y 0.06 nm , respectivamente.

Por lo que se puede concluir que a valores máximos de longitud de la red de difracción se presentan valores mínimos de *bandwidth* y *FWHM*. Así también a mayores valores de L la reflectividad incrementa acercándose casi al 100% .

En consecuencia los filtros basados en redes de difracción de Bragg, con longitudes de la red de difracción en decenas de mm , tienden a idealizarse debido a que presentan valores mínimos de *bandwidth* y *FWHM*, con valores altos de reflectividad.

Para comprobar el comportamiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg en cuanto al *bandwidth* y *FWHM*, se realizan simulaciones adicionales con el mismo escenario del ejemplo de caso teórico de la sección 2.5, a iguales valores de longitud de la red de difracción. En el estudio teórico de los filtros basados en redes de difracción de Bragg del capítulo 1, se menciona que en fibras ópticas monomodo en las cuales están basadas estos filtros, la amplitud de modulación del índice de refracción presenta un rango entre 10^{-5} y 10^{-3} , por tal motivo en las simulaciones a realizar se asume diferentes Δn (1×10^{-4} , 2×10^{-4} , 2.5×10^{-4}) que se encuentran dentro del rango mencionado, los resultados de las simulaciones adicionales se presentan en el Anexo X y sus mediciones se encuentran en la Tabla 3.19 para *bandwidth*, Tabla 3.20 para *FWHM* y Tabla 3.21 para reflectividad, en las tablas mencionadas se incluye en color amarillo los resultados del ejemplo de caso teórico mencionado.

Tabla 3. 19 *Bandwidth* en función de L y Δn

Δn	Bandwidth [nm]				
	L 5 [mm]	L 7 [mm]	L 11 [mm]	L 13 [mm]	L 15 [mm]
1×10^{-4}	0.35	0.26	0.18	0.16	0.15
1.5×10^{-4}	0.36	0.28	0.22	0.20	0.19
2×10^{-4}	0.39	0.31	0.26	0.24	0.24
2.5×10^{-4}	0.42	0.36	0.31	0.29	0.28

Los resultados obtenidos de estas simulaciones para el *bandwidth* (Tabla 3.19), indican que cuando se mantiene Δn constante como por ejemplo 1×10^{-4} , el *bandwidth* disminuye a medida que la longitud de la red de difracción se incrementa, para $L = 15\text{ mm}$ el

bandwidth es de 0.15 nm que al compararse el *bandwidth* para $L = 5 \text{ mm}$, se aprecia que se reduce en 0.20 nm, en tan solo 10 mm de variación de la longitud de la red de difracción. Al mantener constante la longitud de la red de difracción, por ejemplo con un valor de $L = 5 \text{ mm}$, a diferentes valores de Δn visualizados en la tabla, el *bandwidth* aumenta en centésimas a medida que Δn crece. En conclusión el *bandwidth* y la longitud de la red de difracción son inversamente proporcionales cuando Δn permanece constante. En tanto que cuando la longitud de la red de difracción es constante el *bandwidth* y Δn tienen una relación directamente proporcional.

Tabla 3. 20 FWHM en función de L y Δn

Δn	FWHM [nm]				
	L 5 [mm]	L 7 [mm]	L 11 [mm]	L 13 [mm]	L 15 [mm]
1×10^{-4}	0.19	0.16	0.14	0.13	0.13
1.5×10^{-4}	0.24	0.21	0.19	0.18	0.18
2×10^{-4}	0.29	0.27	0.24	0.24	0.23
2.5×10^{-4}	0.35	0.32	0.29	0.29	0.28

En la Tabla 3.20 se presentan los resultados medidos en las simulaciones adicionales respecto a *FWHM*, en la cual se observa que al incrementar la longitud de la red de difracción manteniendo Δn constante, el *FWHM* se reduce, cuando se trabaja con longitudes de red de difracción cercanas a su valor máximo, *FWHM* tiende a ser constante; por ejemplo para $\Delta n = 1 \times 10^{-4}$ a una longitud de 13 mm se tiene un *FWHM* = 0.13 nm, que es igual al valor de *FWHM* correspondiente a la longitud máxima de la red de difracción (15 mm).

Por otro lado a medida que se incrementa Δn con una longitud de red de difracción constante, *FWHM* también incrementa aproximadamente en 0.05 nm por cada 0.5×10^{-4} de variación en la amplitud de modulación en el índice de refracción. Por lo tanto, existe una relación directamente proporcional entre Δn y *FWHM*; sin embargo, presenta una relación inversa entre la longitud de la red de difracción y *FWHM*.

Tabla 3. 21 Reflectividad en función de L y Δn

Δn	Reflectividad [%]				
	L 5 [mm]	L 7 [mm]	L 11 [mm]	L 13 [mm]	L 15 [mm]
1×10^{-4}	56.15	75.45	91.09	93.41	94.50
1.5×10^{-4}	79.01	90.14	94.89	95.22	95.33
2×10^{-4}	89.00	94.10	95.31	95.35	95.36
2.5×10^{-4}	93.03	95.11	95.36	95.36	95.36

Los resultados de reflectividad de las simulaciones adicionales realizadas y que constan en la Tabla 3.21 indican que: con un Δn constante a medida que se incrementa la longitud de la red de difracción hacia su valor máximo, la reflectividad se acerca al 100 %, con $\Delta n = 1 \times 10^{-4}$ y $L = 15 \text{ mm}$ se aprecia que la reflectividad es máxima y difiere de la ideal en aproximadamente el 5 %. En tanto que si la longitud de la red de difracción permanece constante y Δn varía en pasos de 0.5×10^{-4} , la reflectividad tiende a aumentar. Por lo que la longitud de la red de difracción y la variación de la amplitud de modulación del índice de refracción tienen relaciones directamente proporcionales con la reflectividad.

3.4.2 Análisis de los lóbulos laterales de la respuesta espectral

Como se ha visto en las diferentes simulaciones hasta ahora realizadas de los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniformes, su respuesta espectral depende de tres parámetros principales: amplitud de modulación del índice de refracción, longitud y período de la red de difracción.

En las gráficas de los resultados de simulación presentados hasta el momento se puede apreciar que la respuesta espectral para estos filtros posee lóbulos laterales alrededor del *bandwidth*, su presencia aumenta el nivel de diafonía, para mitigar este problema de la respuesta espectral, se utilizan funciones de apodización, el término apodización aplicado a este tipo de filtros, permite que se reduzcan o se eliminen de manera completa los lóbulos laterales para evitar que se produzcan reflexiones no deseadas.

Para analizar los lóbulos laterales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg, se realizan simulaciones adicionales con las funciones de apodización disponibles en la herramienta de simulación VPI: coseno, seno elevado, tangente hiperbólica y Blackman, como se menciona en la sección 2.1.5 para el módulo del filtro *FiberBraggGrating* se presentan valores del parámetro de apodización para cada perfil, se puede seleccionar cualquiera dependiendo del perfil de apodización que se desee analizar en este caso se selecciona para:

- Coseno el parámetro de apodización 0,1 [47].
- Seno elevado el parámetro de apodización de 0,1 [47].
- Tangente hiperbólica el parámetro de apodización 2 [47].
- Blackman el parámetro de apodización 0.19 [47].

En las gráficas de los resultados de las simulaciones incluidas el Anexo XI, se observa el nivel de los lóbulos laterales para cada apodización mencionada, los valores medidos de estos niveles se sintetizan en la Tabla 3.22:

Tabla 3. 22 Niveles de lóbulos laterales para las diferentes apodizaciones

Apodización	Nivel de lóbulos laterales [dB]				
	L 5 [mm]	L 7 [mm]	L 11 [mm]	L 13 [mm]	L 15 [mm]
Uniforme	-38.10	-35.89	-33.43	-32.76	-32.48
Coseno	-38.75	-36.56	-34.00	-33.55	-33.29
Seno elevado	-39.04	-36.56	-34.00	-33.55	-33.29
Tangente hiperbólica	-48.17	-45.71	-44.54	-45.27	-46.49
Blackman	-91.64	-90.67	-77.69	-85.48	-82.73

En esta tabla se aprecia los niveles de los lóbulos laterales en cada función de apodización para diferentes longitudes de la red de difracción (5, 7, 11, 13, 15) *mm* y con $\Delta n = 2 \times 10^{-4}$. Se toma como referencia los niveles de los lóbulos laterales de la función de apodización uniforme, marcada con amarillo. Las funciones de apodización coseno y seno elevado presentan niveles de lóbulos laterales aproximadamente iguales entre ellas, comparadas con la uniforme existe una variación leve en los niveles de los lóbulos laterales.

En la función de apodización tangente hiperbólica los niveles de los lóbulos laterales presentan una variación de 10 *dB*, con respecto a la uniforme, en cambio la apodización de Blackman presenta variaciones mayores a 50 *dB*. Para mitigar el problema de diafonía se espera tener niveles de los lóbulos laterales bajos como los que presenta la función de apodización Blackman.

En las gráficas correspondientes al Anexo XI, se puede apreciar que al incrementar la longitud de la red de difracción, el número de lóbulos laterales incrementa en todas las funciones de apodización, y el *bandwidth* en la función de apodización de Blackman se reduce, a medida que se incrementa *L*.

3.4.3 Análisis de las pérdidas por inserción en filtros basados en redes de difracción de Bragg

Para el análisis de las pérdidas por inserción para un filtro basado en redes de difracción de Bragg se realizan simulaciones utilizando el esquema de la Figura 3.21:

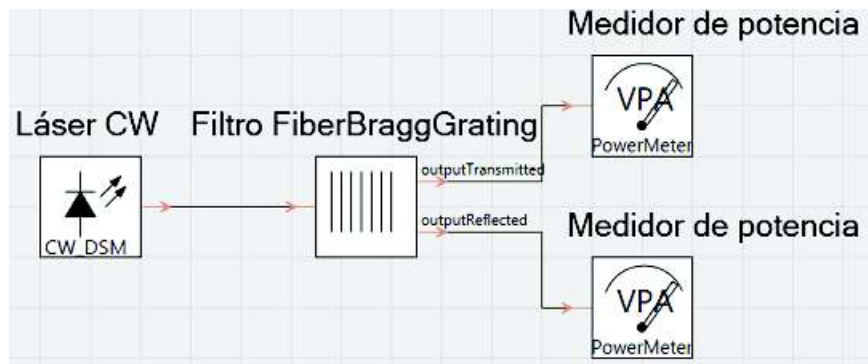


Figura 3. 21 Esquema de un filtro basado en redes de difracción de Bragg para análisis de pérdidas por inserción

En la entrada del módulo del filtro *FiberBraggGrating* se encuentra conectado un láser CW y tiene una potencia de 0.5 W , este dato se encuentra en las especificaciones técnicas del fabricante [72], cada uno de los medidores de potencia están conectados a la salida transmitida y salida reflejada del filtro.

En la salida transmitida y reflejada del filtro se toma los datos de potencia, los mismos que se presentan en la Tabla 3.23:

Tabla 3. 23 Pérdidas por inserción de un filtro basado en redes de difracción de Bragg

L [mm]	Pin [dBm]	Pout _T [dBm]	Pout _R [dBm]	IL _T [dB]	IL _R [dB]
5	26.98970	19.8911	26.0474	7.09	0.93
7		15.4139	26.6765	11.57	0.31
11		6.2141	26.9532	20.77	0.03
13		1.7904	26.9765	25.19	0.01
15		-2.1744	26.9848	29.15	0.0022

Los resultados de las pérdidas por inserción de la Tabla 3.23 se encuentran calculados en función de la potencia en la salida transmitida (P_{out_T}) y la potencia en la salida reflejada (P_{out_R}), en los cuales se aprecia que a medida que se incrementa la longitud de la red de difracción (L), las pérdidas por inserción en la señal transmitida (IL_T) también incrementan en unidades de dB , por ejemplo para $L = 5\text{ mm}$ se tiene pérdidas por inserción de 7.09 dB , cuando la longitud de la red de difracción se incrementa en 10 mm las pérdidas por inserción se aumentan aproximadamente en 22 dB , mientras que los valores de las pérdidas por inserción en la señal reflejada (IL_R) disminuyen a valores altos de la longitud de la red de difracción. En conclusión para los filtros basados en redes de difracción de Bragg se requiere tener L mucho menores que la máxima, para reducir las pérdidas por inserción y mejorar el nivel de transmisividad.

3.5 Análisis del comportamiento del filtro AOTF

Para el análisis del comportamiento del filtro AOTF, primero se realiza el análisis de la resolución espectral con los resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la sección 2.6; para poder comprobar el comportamiento del filtro mencionado, se realiza simulaciones adicionales en VPI, los nuevos resultados que se calculan de forma teórica en función de la variación de los parámetros de los que depende la resolución espectral, son los mismos valores que serán ingresados en el simulador.

Finalmente, en un nuevo escenario de simulación se analiza las pérdidas por inserción introducidas por el filtro AOTF, en función de la potencia de entrada y salida del filtro.

El rango de longitudes de onda de operación típicas para los filtros AOTF son (1500 – 1700 nm) [63].

3.5.1 Análisis de la resolución espectral, la frecuencia acústica y la longitud de interacción acusto-óptica del filtro AOTF

El ancho de banda a $-3dB$ es conocido como la resolución espectral ($\Delta\lambda$) para el filtro AOTF, y se calcula en función de la longitud de onda de operación (λ), la longitud de interacción acusto-óptica (L) y la diferencia de los índices de refracción (Δn). Para su análisis se utiliza los resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la sección 2.6 correspondiente a la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica, los cuales se presentan en la Tabla 3.24, el rango de valores de la longitud de onda de operación (1500,1550,1600,1650,1700)nm ha sido seleccionado de la hoja técnica del fabricante, los valores de frecuencia acústica de entrada al filtro (f) y resolución espectral ($\Delta\lambda$) son los resultados de los cálculos realizados en el ejemplo de caso teórico, mismos que fueron utilizados en las simulaciones de esa sección.

Tabla 3. 24 Resultados obtenidos del ejemplo de caso teórico de la resolución espectral en función de la variación de la frecuencia acústica para el filtro AOTF

λ [nm]	f [MHz]	$\Delta\lambda$ [nm]
1500	185	0.40
1550	179.03	0.43
1600	173.43	0.46
1650	168.18	0.49
1700	163.23	0.52

En los resultados de la Tabla 3.24 se puede apreciar que a medida que se incrementa la longitud de onda de operación, la frecuencia acústica se reduce en variaciones pequeñas de frecuencia manteniéndose siempre en el orden de las centenas de los *MHz*, por el contrario, la resolución espectral del filtro AOTF ($\Delta\lambda$) aumenta en centésimas de nanómetros a medida que se incrementa la longitud de onda de operación. Se observa también que a pesar que las variaciones entre resoluciones espectrales para los diferentes valores de frecuencia acústica son mínimos, existe una relación inversa entre estos dos parámetros.

Para obtener conclusiones más acertadas respecto a la resolución espectral del filtro AOTF, se realizan simulaciones adicionales en un nuevo escenario, en el cual se considera diferentes valores de longitud de interacción acusto-óptica (L), los cuales se toman en función de una búsqueda bibliográfica realizada, como se describe a continuación:

- $L = 4 \text{ cm}$ y 7 cm para filtros AOTF de altas resoluciones espectrales [73].
- $L = 6 \text{ cm}$ para filtros AOTF basados en material $LiNbO_3$ [34].
- $L = 15 \text{ cm}$ para filtros AOTF con material cuarzo [74].

Para relacionar los resultados del ejemplo de caso teórico con los resultados de este nuevo escenario, se mantienen las longitudes de onda de operación y las frecuencias acústicas. Los resultados gráficos se presentan en el Anexo XII, y los calculados se sintetizan en la Tabla 3.25:

Tabla 3. 25 Resolución espectral en función de la variación de L

λ [nm]	f [MHz]	$\Delta\lambda$ [nm]			
		$L= 4$ [cm]	$L= 6$ [cm]	$L= 7$ [cm]	$L= 15$ [cm]
1500	185	0.60	0.40	0.34	0.16
1550	179.03	0.65	0.43	0.37	0.17
1600	173.43	0.69	0.46	0.39	0.18
1650	168.18	0.73	0.49	0.42	0.19
1700	163.23	0.78	0.52	0.44	0.20

Con los resultados de la Tabla 3.25 se puede decir que en efecto para diferentes valores de longitud acusto-óptica (L), cuando la frecuencia acústica (f) se reduce la resolución espectral se incrementa ($\Delta\lambda$); por ejemplo para una frecuencia acústica de 185 MHz y una longitud acusto-óptica de 4 cm se tiene una resolución espectral de 0.60 nm , para obtener medidas mayores como 0.78 nm se necesita reducir la frecuencia acústica en al

menos 22 MHz. El efecto contrario ocurre cuando la longitud de onda de operación (λ) y la frecuencia acústica se mantienen constantes, por ejemplo para una $\lambda = 1500 \text{ nm}$ y $f = 185 \text{ MHz}$ se tiene que a medida que se incrementa L la resolución espectral se reduce.

Por lo tanto, en un filtro AOTF a medida que se incrementa la longitud de interacción acusto-óptica (L) la resolución espectral ($\Delta\lambda$) disminuye, en cambio si se mantiene constante la medida de longitud acusto-óptica y la frecuencia acústica se reduce, la resolución espectral aumenta ligeramente. En el Anexo XII se puede observar las respectivas simulaciones adicionales del filtro AOTF con los valores de la Tabla 3.25, en estas se aprecia que los niveles de los lóbulos laterales secundarios se mantienen constantes, a pesar de la variación de la longitud de interacción acusto-óptica o si se cambia la frecuencia acústica, en la Tabla 3.26 se aprecian los niveles de los lóbulos laterales secundarios medidos respecto al lóbulo principal en los resultados de las simulaciones adicionales del Anexo XII.

Tabla 3. 26 Niveles de lóbulos laterales secundarios en diferentes L y f para un filtro AOTF

λ [nm]	f [MHz]	Nivel de lóbulos laterales secundarios respecto del lóbulo principal [dBm]			
		$L= 4$ [cm]	$L= 6$ [cm]	$L= 7$ [cm]	$L= 15$ [cm]
1500	185	-112.124	-112.124	-112.124	-112.124
1550	179.03	-112.124	-112.124	-112.124	-112.124

Los niveles de los lóbulos laterales de la Tabla 3.26, indican que para diferentes valores de longitud de interacción acusto-óptica (L) o frecuencia acústica (f) los niveles de dichos lóbulos se mantienen constantes, como se observa en las funciones de transferencia del filtro AOTF en el Anexo XII el pico máximo se encuentra aproximadamente a -98 dBm , al relacionarlo con las medidas de lóbulos laterales de alrededor de -112.124 dBm se aprecia que estos se atenúan uniformemente más de 10 dB en todos los casos de simulación. Por lo tanto, los lóbulos laterales en un filtro AOTF para diferentes valores de f y L se atenúan alrededor de 10 dB , lo que coincide con la gráfica de la función de transferencia del estudio teórico realizado acerca de este filtro en el capítulo 1 sección 1.3.5 c). Los valores de longitud de interacción acusto-óptica también pueden estar en el orden de los mm , para realizar una relación entre los filtros con longitudes de interacción acusto-óptica en cm y en mm , se considera un nuevo caso de filtro AOTF con una $L = 17 \text{ mm}$ correspondiente a un filtro AOTF de óptica integrada

$LiNbO_3$ [75]; con longitud de onda de operación ($\lambda = 1500 \text{ nm}$) y una frecuencia acústica $f = 185 \text{ MHz}$, la resolución espectral para este tipo de orden de longitudes de interacción es aproximadamente 1.43 nm como se indica en la Figura 3.20:

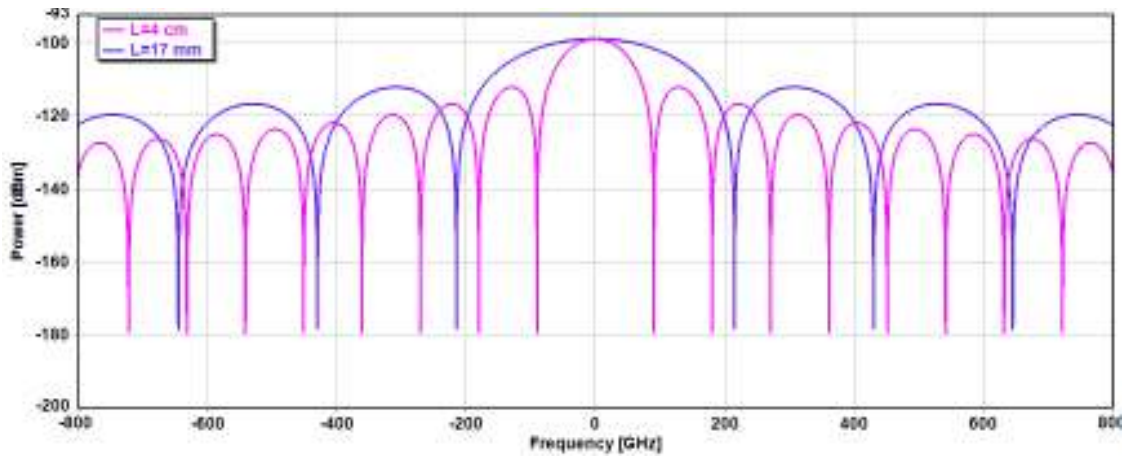


Figura 3. 22 Resolución espectral del filtro AOTF con L=17 mm

En la Figura 3.22 se aprecia que con longitudes de interacción acusto-óptica en el orden de los mm (17 mm) (señal de color lila) se tiene resoluciones espectrales altas, que al compararse con longitudes de interacción en el orden de los cm (4 cm), son prácticamente el doble.

3.5.2 Análisis de las pérdidas por inserción introducidas por el filtro AOTF

Para el análisis de las pérdidas por inserción del filtro AOTF, se utiliza un nuevo esquema de simulación, como se muestra en la Figura 3.23:

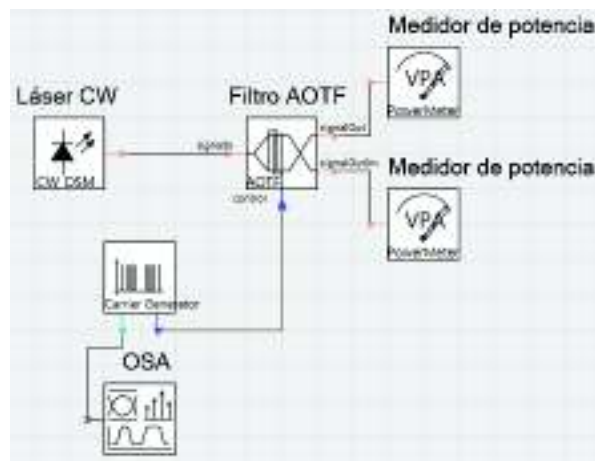


Figura 3. 23 Esquema del filtro AOTF para análisis de pérdidas por inserción

En esta figura se observa un láser CW conectado a la entrada del filtro AOTF con una potencia de 0.5 mW , que corresponde a las especificaciones técnicas del fabricante [76] y con longitud de onda central de 1500 nm . En la entrada de control del filtro se encuentra conectado un generador de señal RF con frecuencia acústica de 185 MHz , además dos medidores de potencia conectados en cada una de las salidas del filtro AOTF, los cuales permiten obtener las potencias en la entrada (P_{in}), salida filtrada (P_{out_T}) y no filtrada (P_{out_R}) del filtro AOTF, estos se presentan en la Tabla 3.27:

Tabla 3. 27 Pérdidas por inserción de un filtro AOTF con potencia de entrada de 0.5 mW

L [mm]	Pin [dBm]	Pout _T [dBm]	Pout _R [dBm]	IL _T [dB]
4	-3.0102	-3.0106	-93.5394	0.0004
6		-3.0107	-84.4508	0.0005
7		-3.0108	-91.7534	0.0006
15		-3.0115	-96.6192	0.0013

Se ha configurado el simulador en función de la señal óptica de entrada, debido a que se presentan limitaciones en cuanto a la señal RF de control en el simulador. En la Tabla 3.27 se aprecia que el valor de las pérdidas por inserción incrementa a medida que la longitud de interacción acusto-óptica (L) aumenta, Por lo tanto, el filtro AOTF en función de la potencia óptica de entrada presenta bajas pérdidas por inserción, las cuales dependen de la longitud de interacción acusto-óptica.

4. CONCLUSIONES

En este proyecto de titulación se realizó una investigación, análisis y simulación de los filtros ópticos basados en redes de difracción de Bragg, Fabry-Perot, Mach-Zehnder, AWG y AOTF, cumpliendo con todos los objetivos planteados.

Con respecto al filtro Fabry-Perot se concluye que:

- Con la búsqueda bibliográfica realizada del filtro Fabry-Perot se determinó que los materiales con los que se encuentran implementados los espejos pueden ser: plata, cobre, oro, aluminio y arseniuro de galio. Además, se estableció la existencia de dos tipos de filtros Fabry-Perot: los fijos y los sintonizables, los cuales se utilizan en diferentes aplicaciones del área de comunicaciones ópticas.
- Los parámetros principales que determinaron el funcionamiento del filtro Fabry-Perot son: selectividad, período y anchura del pico de transmisión, donde la medida de selectividad es equivalente al cociente entre el período y la anchura del pico de transmisión.
- La medida de selectividad del filtro está definida por el valor numérico de la finura (F), la cual se calcula con la reflectividad (R). En las simulaciones realizadas para el filtro Fabry-Perot, se observó que cuando los valores de R aumentaban en un rango de cero a uno, la finura incrementaba sus valores. Por lo tanto, el filtro presentó mayor selectividad debido a que el ancho del pico de transmisión fue más estrecho. Las hojas técnicas de los fabricantes indicaron que para filtros Fabry-Perot fijos el rango de finura es de 2 – 15 y para filtros sintonizables es de 2 – 30000, en conclusión, los filtros Fabry-Perot sintonizables son más selectivos que los fijos.
- Los resultados de las simulaciones mostraron que a medida que incrementaba el valor de FSR , el $FWHM$ aumentaba, por lo que estos parámetros estaban relacionados directamente, siempre y cuando el valor de la finura era constante.
- El filtro Fabry-Perot se comportó como un filtro de banda ancha y estrecha, el cual dependía de los valores de reflectividad de los espejos. Mediante los resultados de las simulaciones, se comprobó que el filtro Fabry-Perot actuaba como un filtro de banda ancha cuando la reflectividad se acercaba a la unidad y como un filtro de banda estrecha cuando la reflectividad era cercana a cero. Sin embargo, debe

considerarse que el valor de reflectividad cero y uno es ideal, es decir, que no se encuentran filtros Fabry-Perot con estas características.

- La sintonizabilidad del filtro Fabry-Perot, se determinó con la variación de la distancia entre los espejos producida por la expansión del material piezoeléctrico (localizado sobre y debajo de la cavidad) al aplicarse una tensión eléctrica sobre él. El material piezoeléctrico puede ser de una longitud igual a la distancia entre los espejos (L) o de longitud mayor a la distancia entre los espejos (X).
- Matemáticamente se determinó: que la variación de la distancia entre los espejos de un filtro Fabry-Perot se encuentra relacionada con el rango espectral libre y la frecuencia central del filtro, además, que la frecuencia de sintonía está implícita en los parámetros mencionados. Por lo tanto, la frecuencia de sintonía depende exclusivamente de las características del filtro.
- Las diferentes simulaciones realizadas indicaron que la longitud del piezoeléctrico define la periodicidad y el ensanchamiento del pico de transmisión. Si la longitud del piezoeléctrico es L , el filtro Fabry-Perot se comporta como un filtro banda ancha con baja periodicidad, caso contrario, si la longitud del piezoeléctrico es X , el filtro se comporta como un filtro de banda estrecha con alta periodicidad.
- Las pérdidas por inserción obtenidas del filtro Fabry-Perot, son menores a las unidades de dB . Con los resultados de las simulaciones se concluye que a una potencia de entrada constante las pérdidas se incrementan en dos casos: primero, cuando se reduce el valor del FSR con una reflectividad constante y segundo, al incrementar la reflectividad de los espejos con FSR constante.

En el estudio teórico, el filtro Mach-Zehnder es una aplicación de su homólogo interferómetro, el cual posee dos brazos de diferente longitud y dos acopladores. A pesar de que el filtro presenta dos entradas y dos salidas (*seno, coseno*), en el presente proyecto de titulación se lo analizó con una entrada, con lo que se concluyó:

- La periodicidad (FSR) es el parámetro principal del filtro Mach-Zehnder y es inversamente proporcional al tiempo de retardo. Con la búsqueda bibliográfica se determinó que este filtro posee comercialmente valores de periodicidad en el orden de las centenas de GHz .
- Las simulaciones realizadas a diferentes valores de periodicidad establecieron que el ancho de banda a $-3 dB$, conocido para el filtro Mach-Zehnder como anchura de banda total a mitad del máximo ($FWHM$), se incrementaba

proporcionalmente a medida que el valor del período aumentaba. Con los resultados obtenidos de las simulaciones del filtro, se concluye que el *FWHM* equivale aproximadamente a la mitad del *FSR*, por lo que este filtro no es tan selectivo comparado con el filtro Fabry-Perot, debido a que la salida del filtro Mach-Zehnder se compone por la interferencia únicamente entre dos señales.

- El filtro Mach-Zehnder selecciona en las salidas diferentes frecuencias espaciadas entre sí un valor *FSR*. Por medio de las simulaciones realizadas, la frecuencia que pasa en la salida seno es la contenida entre el pico máximo de potencia de la señal coseno y el mínimo de la señal seno, por el contrario, la frecuencia en la salida coseno es la contenida entre el pico máximo de la señal seno y el mínimo de la señal coseno. Esta característica permite al filtro ser sintonizable.
- De manera ideal, los acopladores del filtro Mach-Zehnder dividen la potencia de entrada a cada uno de los brazos exactamente en la mitad, esto implica que su factor de acoplamiento es 50:50; en la práctica esto no ocurre y se tiene factores de acoplamiento ligeramente alejados de los ideales. Con el análisis realizado se estableció que: los acopladores de entrada y salida al presentar variaciones alrededor de 1 % en sus factores de acoplamiento, reducen el rango de extinción en la salida del filtro. Este parámetro idealmente tiene tendencia al infinito y mientras más alto sea indica que la señal presenta mejor calidad.
- Con los resultados de las simulaciones se determinó que las pérdidas por inserción variaron en función del *FSR*. Cuando el valor de *FSR* incrementaba en la salida seno, las pérdidas por inserción aumentaban y en el coseno disminuían.

En cuanto al filtro AWG se concluye que:

- El filtro AWG presenta en sus salidas formas de banda de paso gaussianas y planas. A través de las simulaciones realizadas se observó que con bandas de paso tipo plana se reduce el nivel de interferencia entre canales adyacentes.
- El período (*FSR*) en cada salida del filtro AWG está determinado por la distancia espectral entre picos de transmisión máximos. Generalmente se espera tener valores altos de *FSR* para reducir los niveles de diafonía.
- El espaciamiento entre canales en la salida del filtro AWG para las formas de banda de paso planas y gaussianas, constituye la distancia en frecuencia entre los dos picos máximos de la función de transferencia del filtro. Generalmente se

encuentran en el mercado valores estándar para este parámetro de 25, 50, 100 y 200 GHz.

- Las simulaciones realizadas para este filtro mostraron que la atenuación en el canal central del filtro AWG es equivalente a la medida de pérdidas por inserción tomada desde 0 dBm hacia el pico máximo de la señal transmitida. Además, las pérdidas por inserción tienden a incrementar desde la frecuencia central pico de la salida del filtro hacia los canales periféricos, este incremento es conocido como no uniformidad.
- El filtro AWG puede actuar de dos formas: como multiplexor cuando el filtro combina la longitud de onda de entrada en una sola salida y como demultiplexor cuando el filtro separa las longitudes de onda de entrada en varias salidas. El filtro AWG multiplexor presenta pérdidas por inserción altas en sus salidas y niveles de diafonía bajos, por lo que actualmente en algunas aplicaciones se utiliza cualquier multiplexor óptico que presente mejores características. El filtro AWG demultiplexor presenta iguales características que su homólogo multiplexor en cuanto a diafonía, pero con bajos niveles de pérdidas por inserción.

El estudio y análisis de los filtros basados en redes de difracción de Bragg, determinaron:

- Los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniforme presentan parámetros característicos como el *bandwidth* y el FWHM, que dependen de la variación de modulación del índice de refracción (Δn) y de la longitud de la red de difracción (L). Para comprobar el comportamiento de este filtro se desarrolló dos escenarios de simulación: en el primero cuando Δn se mantuvo constante y L incrementó su valor, se observó que el *bandwidth* y FWHM disminuyeron. Para el segundo escenario con un valor constante L y variaciones de Δn , el *bandwidth* y FWHM incrementaron. De la misma manera se analizó la reflectividad, la cual se acercó al valor del 100%, lo que significó que el filtro llegó a saturarse.
- Por lo general, para un mejor rendimiento de los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniforme, los valores para la longitud de la red de difracción y la variación de la modulación del índice de refracción se seleccionan de manera que se obtenga máxima reflectividad con *bandwidth* y FWHM estrecho.
- Los resultados de las simulaciones de los filtros basados en redes de difracción de Bragg uniforme con variación de los parámetros L y Δn , presentaron una respuesta espectral con niveles altos de lóbulos laterales, lo que no es deseable.

Para mitigar este problema, se utilizó funciones de apodización contenidas en la herramienta de simulación VPI: coseno, seno elevado, tangente hiperbólica y Blackman.

- Las diferentes funciones de apodización simuladas en la herramienta de simulación VPI, determinaron que: la respuesta espectral de cada función de apodización presentó una atenuación significativa del lóbulo lateral principal en la longitud de onda de resonancia de Bragg, gran atenuación de los lóbulos laterales secundarios e incremento del *FWHM*. Para la función de apodización de Blackman, su ancho de banda es mayor y los niveles de lóbulos laterales son bajos con respecto a las demás.
- Las pérdidas por inserción en los filtros basados en redes de difracción de Bragg en función del incremento de la longitud de la red de difracción presentaron valores altos para la salida de la señal transmitida (IL_T) y valores bajos para la salida de la señal reflejada (IL_R).

Con los resultados obtenidos de las simulaciones del filtro AOTF se concluye que:

- En los filtros AOTF, la resolución espectral depende de ciertos parámetros: longitud de onda de operación (λ), longitud de interacción acusto-óptica (L) y la diferencia de los índices de refracción (Δn). En este caso, el filtro se analizó con diferentes valores de longitudes de onda de operación que fueron seleccionados de la hoja técnica de un fabricante, lo que permitió observar que, si dicho valor incrementaba, la frecuencia acústica no presentaba variaciones altas, mientras que la resolución espectral aumentaba su valor.
- Con los resultados de las simulaciones se observó que los niveles de lóbulos laterales en la respuesta espectral del filtro AOTF se mantuvieron constantes, a pesar de las variaciones que existieron en los valores de longitud de interacción acusto-óptica y de la frecuencia acústica.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Capmany, J. Fraile, and J. Martí, "Dispositivos de comunicaciones ópticas," Ed. SINTESIS, S.A., 2001, p. 118-127.
- [2] M. Pereda, "Sistemas y redes ópticas de comunicaciones," Ed. Pearson Prentice Hall, 2004, p. 407-415.
- [3] M. A. Ruiz, Proyecto Fin de Carrera "Diseño de un analizador de espectros ópticos basado en un filtro sintonizable Fabry-Perot," Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela Politécnica Superior, Madrid, España, 2004.
- [4] H. Zhang, Y. Betrmieux, J. Noto and R. Kerr, "Novel tunable liquid crystal Fabry-Perot filters for Fiber-Optical system," *Proc. SPIE*, vol. 4583, p. 64-72, 2001.
- [5] P. García-Martínez, E. Otón, N. Bennis, M. Sánchez-López and I. Moreno, "Realización y caracterización de filtros Fabry-Perot sintonizables de cristal líquido," Enero 2011. [En línea]. Disponible: <https://www.researchgate.net/publication/272166869>.
- [6] T. L. Ruchti, "Micron Optics Fiber Fabry-Perot Tunable Filter Products," Micron Optics Inc, Atlanta.
- [7] Universidad Politécnica de Madrid: Departamento de Tecnología Fotónica y Bioingeniería, "TFB Departamento de Tecnología Fotónica y Bioingeniería," Marzo 2002. [En línea]. Disponible: http://www.tfo.upm.es/docencia/2002_03/Pasivos.pdf.
- [8] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan y G. H. Sasaki, "Optical Networks A Practical Perspective," Ed. Elseiver, 2010, p.141-151.
- [9] Grupo de Comunicaciones, "Tutorial de comunicaciones ópticas," 2006. [En línea]. Disponible:http://nemesis.tel.uva.es/images/tCO/contenidos/tema2/tema2_4_4.htm.
- [10] Y. Hibino, "An Array of Photonic Filtering Advantages: Arrayed-Waveguide-Grating Multi/Demultiplexers for Photonic Networks," *IEEE Circuits & Devices*, vol. 16, no. 6, p. 21-27, 2000.
- [11] X. Leijtens, B. Kuhlow y M. Smit, "Arrayed waveguide gratings," *Wavelength filters in fiber optics*, p. 125-187, 2006.

- [12] S. Ashar y S. Jeen, "Compact arrayed waveguide gratings for visible wavelengths based on silicon nitride," *Ukrainian Journal of Physical Optics*, vol. 18, no. 4, p. 239-248, 2017.
- [13] S. Elrofai, "Review Paper of Array Waveguide Grating (AWG)," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 2, no. 9, p. 1020-1029, 2015.
- [14] A. Carballar, " Tesis doctoral " Estudio de Redes de Difracción en Fibra para su Aplicación en Comunicaciones Ópticas," Departamento de Tecnología Fotónica, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Madrid, España, 1999.
- [15] E. González, "Trabajo fin de máster " Redes de Bragg en fibras ópticas Microestructuradas," Escuela de Física, Universidad Nacional de Colombia, Medellín, Colombia, 2013.
- [16] R. Acuña, "Proyecto Fin de Carrera " Redes de Bragg: Fabricación, caracterización y aplicaciones," Escuela de Física, Universidad Nacional de Colombia, Medellín, Colombia, 2004.
- [17] National Instruments, "Fundamentos de la Detección Óptica FBG," Noviembre 2010. [En línea]. Disponible: <http://www.ni.com/white-paper/11821/es/>.
- [18] H. Arellano, "Trabajo fin de máster " Aplicación de las rejillas de Bragg en fibra óptica para medición de vibraciones en eventos de baja frecuencia," Centro de Investigaciones en óptica, A.C., León, Guanajuato, México, 2006.
- [19] D. L. González y M. López, "Proyecto Fin de Carrera "Multiplexación de sensores remotos mediante estructuras láser de fibra óptica," Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicaciones, Universidad Pública de Navarra, Pamplona, 2010.
- [20] H. Venghaus, "Wavelength Filters in Fibre Optics," Ed. Springer, 2006, p.189-195.
- [21] J. Del Valle, "Trabajo fin de máster "Sensores basados en láseres de fibra óptica con la cavidad láser como elemento sensible," Centro de Investigaciones en Óptica, A. C., León, México, 2006.

- [22] D. García, "Trabajo fin de máster "Conversión modal discreta mediante acopladores ópticos pasivos," Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España, 2014.
- [23] J. M. Vilardy, J. A. Salleg, J. E. Calderon y C. T. Moreno, "Modos de propagación en una fibra óptica de índice de perfil escalonado," *Revista Colombiana de Física*, vol. 38, no. 1, p. 317-320, 2006.
- [24] G. P. Agrawal, "Lightwave Technology Telecommunication System," Ed. Copyright John Wiley & Sons, 2005, p. 240-241.
- [25] F. C. Da Silva, "Trabajo fin de máster "Simulação Numérica de Fibras Compensadoras de Dispersão e de Redes de Bragg," Instituto Técnico Superior Lisboa, Lisboa, Portugal, 2014.
- [26] I. Ashry, A. Elrashidi, A. Mahros, M. Alhaddad y K. Elleithy, "Investigating the Performance of Apodized Fiber Bragg Gratings for Sensing Applications," Abril 2014. [En línea]. Disponible: <https://www.researchgate.net/publication/261367390>.
- [27] A. Ikhlef, R. Hedara y M. Chikh-Bled, "Uniform Fiber Bragg Grating modeling and simulation used matrix transfer method," *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, vol. 9, no. 1, p. 368-374, 2012.
- [28] I. Flores, "Tesis doctoral "Síntesis de las rejillas de período largo en fibra óptica por medio de un algoritmo genético," Universidad Nacional Autónoma de México, México, 2007.
- [29] T. Mansour y F. Abdulhussein, "Dual Measurements of Pressure and Temperature with Fiber Bragg Grating Sensor," *Al-Khwarizmi Engineering Journal*, vol. 11, no. 2, p. 86-91, 2015.
- [30] M. J. Lima, A. L. Teixeira y J. Ferreira da Rocha, "Influence of the Laser Detuning and Optical Filter Cascading in WDM Networks," Aveiro, Portugal.
- [31] D. Coelho, H. Salgado, A. Mahros, M. Alhaddad y K. Elleithy, " Fiber Bragg Grating Selection of Frequency Interleaved OFDM Signals in Fiber Supported Microwave Networks," Mayo 2014. [En línea]. Disponible: <https://www.researchgate.net/publication/228863774>.

- [32] S. Poger y L. Angelopoulou, " Multispectral Sensors in Computer Vision," Department of Computer Science, p.7-8, 2001.
- [33] K. D. Alves, "Tesis doctoral "Estudo Do Desempenho De Filtros Acústico-Ópticos Sintonizáveis Como Componentes Biestáveis E Sua Utilização Na Criptografia Em Redes Ópticas," Departamento de Física, Universidad Federal Do Ceará, Fortaleza, 2009.
- [34] A. O. Arellanes, A. S. Shcherbakov y B. Emanuele, "A novel collinear LiNbO₃ Acousto Optical Tunable Filter with the improved range of transmission and spectral resolution," Proc. *SPIE*, vol. 9347, 2015.
- [35] G. Agrawal, "Lighthwave Technology: Components and Devices," Ed. Wiley, 2004, p. 300-302.
- [36] R. Alicante, "Tesis doctoral "Modificaciones fotoinducidas de la respuesta no lineal en azopolímeros cristal líquido," Departamento de Física de la Materia Condensada, Universidad de Zaragoza, Zaragoza, Zaguán, 2011.
- [37] U. & I. T. Distributors, "Welcome to Lambda Online," Lambda, 2018. [En línea]. Disponible: http://www.lambdaphoto.co.uk/pdfs/Inrad_datasheet_LNB.pdf.
- [38] M. Kadota, H. Kobayashi y K. Yamada, "Small Acousto-optic Tunable Filter using Edge-reflection and its Application to Strain Sensing System," *IEEE*, p. 4, 2012.
- [39] S. Harris y R. Wallace, "Acousto-Optic Tunable Filter," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 59, no. 6, p. 744-747, 1969.
- [40] M. Kawai, K. Mori, T. Yamamoto, O. Tsuboi, K. Tanaka, T. Yamamoto, K. Morito, I. Sawaki y M. Sugawara, "Optical Components and Devices for Next- Generation Photonic Networks," *Fujitsu Sci. Tech. J.*, 2006.
- [41] D. A. Smith, K. W. Baran, K. W. Cheung y J. J. Johnson, "Polarization-independent acoustically tunable optical filter," *Applied Physics Letters*, vol. 56, no. 3, p. 209-211, 1990.
- [42] J. Barcala, J. Fernández, J. Alberdi, F. Molero, J. Navarrete y J. Oller, "Diseño y Construcción de un Espectómetro NIR," Departamento de Fusión y Física de Partículas Elementales, p. 15-17, 2013.

- [43] M. V. Nunes, "Trabajo fin de máster "Estudo De Operações Lógicas Através Da Modulação Por Posição De Pulso No Domínio Da Frequência (PPFDM) Em Aotf Convencional E Baseado Em Fibra De Cristal Fotônico," Departamento de Engenharia de Teleinformática, Universidad De Federal Do Ceará, Fortaleza, 2014.
- [44] J. E. Toney, "Lithium Niobate Photonics," Ed. Artech House, 2015, p. 106.
- [45] T. Ismail, "OptiSystem Optical Communication System and Amplifier Design Software," p. 2-6, 2014.
- [46] Optiwave, "OptiSystem Getting Started Optical Communication System Design Software," 2013. [En línea]. Disponible: <https://optiwave.com/resources/downloads/optisystem-getting-started/>.
- [47] VPItransmissionMaker™ Optical Systems, "User's Manual," Ed. Intel® Math Kernel Library, 2017, p. 1-6.
- [48] VPI Transmission Maker/ VPI Component Maker, "Release Notes," Ed. Intel® Math Kernel Library, 2016, p. 1-8.
- [49] G. Pecere, "Trabajo fin de máster "Spectral Amplitude and Phase Characterization of Optical Devices by RF scan," Politécnico Di Torino, Italia.
- [50] I. Santizo, T. Gresock y L. Orozco, "Construction and Characterization of a Microwave Fabry-Perot Resonator," Department of Physics, Atomic Molecular and Optical Group; University of Maryland College Park; Universidad Nacional Autonoma de Mexico, Mexico, 2006.
- [51] K. Renk, "Basics of Laser Physic," Ed. Springer, 2017, p. 43-44.
- [52] J. Stockley, G. Sharp y K. Johnson, "Fabry-Perot etalon with polymer cholesteric liquid-crystal mirrors," *Optics Letters*, vol. 24, no. 1, p. 55-57, 1999.
- [53] M. N. Polyanskiy, "Refractive index database," 2008, [En línea]. Disponible: <https://refractiveindex.info/>.
- [54] Centro Tecnológico Ucampus, "U-cursos," Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, 2004. [En línea]. Disponible: https://www.u-cursos.cl/ingenieria/2004/1/ID42A/1/material_docente/.

- [55] Optoplex Corporation, "Inline Fabry-Perot Etalon," 2008. [En línea]. Disponible: http://www.optoplex.com/In_line_Fabry_Perot_etalon.htm.
- [56] T. Rutchi, "Micron Optics Fiber Fabry-Perot Tunable Filter Products," 2017. [En línea]. Disponible: <https://es.slideshare.net/TianaRuchti/micron-optics-fiber-fabryperot-tunable-filter-products>.
- [57] Micron Optics, "Fiber Fabry-Perot Tunable Filter FFP-TF," 2013. [En línea]. Disponible: http://micronoptics.dystrick.com/document_library/datasheets/tunable_filters/Micron_Optics_FFP_TF.pdf.
- [58] Welcome to General Photonics, "General Photonics Corporation," 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.generalphotonics.com/downloads/datasheets/MZI-001.pdf>.
- [59] AmsTECHNOLOGIES, "Gemfire Corporation," 2008. [En línea]. Disponible: <http://www.amstechnologies.com/products/optical-technologies/components/fiberoptics/multiplexers/awg-multiplexers/view/8-channel-cyclic-arrayed-waveguide-grating-awg/>
- [60] VPItransmissionMaker, "AWG_M_N," Ed. Intel® Math Kernel Library, 2018, p.1-26.
- [61] Made-in-China.com, "China Shirey Import & Export Co., Ltd.," 2011. [En línea]. Disponible: https://es.made-in-china.com/co_trucktrade/product_Fiber-Bragg-Grating-FBG-1530-1573nm_hrsuoiyy.html.
- [62] CORNING Discovering Beyond Imagination, "Corning SMF-28e Optical Fiber, Nueva York: Corning Incorporated," 2004. [En línea]. Disponible: http://www.tlc.unipr.it/cucinotta/cfa/datasheet_SMF28e.pdf.
- [63] K. Zafar, "Research and application of acousto-optical tunable filters for modern telecommunications systems," Tashkent: Tashkent University of Information Technologies.
- [64] M. S. Jiménez, Comunicaciones ópticas, Quito.
- [65] Micron Optics, "Fiber Fabry-Perot Tunable Filter FFP-TF2," 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.micronoptics.com/product/fiber-fabry-perot-tunable-filter-ffp-tf2/>.

- [66] A. Kurysheva, "Master Thesis "All-Fiber Mach-Zehnder Interferometer for DWDM-PON Bidirectional Multiplexing," Grup de Comunicacions Òptiques, Universidad Politècnica de Catalunya, Barcelona, 2015.
- [67] Micron Optics, "Fiber Fabry-Perot Tunable Filter FFP-TF," 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.micronoptics.com/product/fiber-fabry-perot-tunable-filter-ffp-tf/>.
- [68] THORLABS, "INT-MZI-xxx Series Operation Manual," 2012. [En línea]. Disponible: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=2913.
- [69] J. Díaz, "Métodos de caracterización de moduladores eletro-ópticos," Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i Aeroespacial de Castelldefels, Universidad Politècnica de Catalunya, Catalunya, España, 2011.
- [70] Luminent Bringing Communications to Light, "1550 nm, 2.5 Gbps MQW-DFB Laser Diode Modules," 2002. [En línea]. Disponible: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/C/-/1/5/C-15-DFB.shtml.
- [71] D. Meena, O. Sunishkumar y D. Pande, "A Geometrical Model for Arrayed Waveguide Grating based Optical Multiplexer/Demultiplexer," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 35, p. 87-96, 2014.
- [72] ALNAIR-LABS, "Tunable FBG optical filter Tokyo: ALNAIR-LABS," 2016. [En línea]. Disponible: <http://www.alnair-labs.com/download/WTF-200.pdf>.
- [73] M. Varasi y E. Verona, "Integrated Acousto Optical Tunable Filters (Aotfs): Development, Technology and Applications," Italia, Roma.
- [74] N. Gupta, "Fiber-coupled AOTF Spectrometers," *Proc. SPIE*, vol. 6083, no. 6, p. 1-12, 2006.
- [75] W. Trutna, D. Dolfi y C. Flory, "Anomalous sidelobes and birefringence apodization in acousto-optic tunable filters," *Optics Letters*, vol. 18, no. 1, p. 28-30, 1993.
- [76] Q. Staszewski, C. Boller y G. Tomlinson, "Health Monitoring of Aerospace Structures: Smart Sensor Technologies and Signal Processing," John Wiley & Sons, Ltd, 2004, p. 108.
- [77] M. Pilco y A. Noboa, "Resonadores Fabry-Perot," 2015. [En línea]. Disponible: <https://vdocuments.mx/expo-fabry-perot>.

- [78] G. Bernhardt, "PhysicsForums," 2001. [En línea]. Disponible:
<https://www.physicsforums.com/threads/order-of-diffraction.460611/>.
- [79] ACADEMIC, "ESAACADEMIC," 2000. [En línea]. Disponible:
<http://www.esacademic.com/dic.nsf/eswiki/606292>.

6. ANEXOS

Anexo I. Datasheet del filtro Fabry-Perot: Inline Fabry-Perot Etalon

Anexo II. Datasheet del filtro Fabry-Perot: Fiber Fabry-Perot Tunable Filter | FFP-TF

Anexo III. Datasheet del filtro Mach-Zehnder: MZI-001

Anexo IV. Datasheet del filtro AWG: 8-Channel Cyclic (Colorless) Arrayed Waveguide Grating (AWG)

Anexo V. Datasheet del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Rejilla de Bragg de fibra (FBG) 1530-1573 nm

Anexo VI. Datasheet de la fibra como referencia para el filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Corning SMF-28e Optical Fiber

Anexo VII. Datasheet del filtro AOTF: Research and application of acousto-optical tunable filters for modern telecommunications systems

Anexo VIII. Simulaciones adicionales del filtro Mach-Zehnder

Anexo IX. Datasheet del filtro AWG multiplexor/demultiplexor: NxN AWG multiplexers and demultiplexers router module

Anexo X. Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg: Variación del bandwidth y FWHM en función de la variación de Δn y la longitud de la red de difracción constante

Anexo XI. Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg: Nivel de lóbulos laterales en las diferentes funciones de apodización

Anexo XII. Simulaciones adicionales del filtro AOTF: Funciones de transferencia del filtro AOTF es función de la variación de la longitud de la interacción acusto-óptica.

ANEXO I

Datasheet del filtro Fabry-Perot: Inline Fabry-Perot Etalon



3342 Gateway Boulevard
Fremont, CA 94538, USA
Tel: (510) 490-8320
Fax: (510) 490-8330
URL: <http://www.optoplex.com/>
Email: sales@optoplex.com

Inline Fabry-Perot Etalon

Optoplex's Inline Fabry-Perot Air-Gap Etalon is based on its proprietary free-space optics technology. It provides periodical narrow passbands in both transmission and reflection modes. To ensure stability, the etalons are hermetically sealed and optically aligned to the input and output fiber collimators. Use of athermal optics and advanced manufacturing process allows these Fabry-Perot Etalons to maintain excellent accuracy of better than ± 1.5 GHz within 0 ~ 70°C operating temperature range. The Inline F-P Etalons offer superior accuracy in free-spectral-range and great channel center wavelength stability.



Key Features and Benefits

- Purely passive (no need for external electric power)
- High FSR accuracy
- Compact size
- Based on free-space bulk-optics design
- Highly insensitive to temperature change
- Broad operating wavelength range (1000-1100, 1260-1360, 1360-1460, 1460-1525, 1525-1565 or 1560-1625 nm)



Applications

- Wavelength locker
- Dichroic filter
- WDM multiplexing networks
- Tunable filters
- Laser resonator
- Dispersion compensator
- Interleavers

Optical Etalon Product Datasheet

Optical Performance Specification

Parameter	Symbol	Unit	FSR			
			200	100	50	25
Free Spectral Range (FSR)	FSR	GHz	200	100	50	25
FSR Tolerance		GHz	±0.15	±0.03	±0.008	±0.002
Center Frequency Alignment at room temperature	$\Delta\phi$	GHz	±2.0	±1.0	±0.6	±0.4
Temperature dependent frequency shift for C and L band	TDFS	MHz/°C	30	30	20	20

3-dB Bandwidth for 25, 50, 100, and 200 GHz Etalons with Different Reflector

Mirror Reflectance	Symbol	Unit	FSR			
			200 GHz	100 GHz	50 GHz	25 GHz
31%	FWHM	GHz	85.1	42.5	21.3	10.6
45%	FWHM	GHz	53.8	26.9	13.5	6.7
60%	FWHM	GHz	33.3	16.6	8.3	4.2
70%	FWHM	GHz	23.0	11.5	5.7	2.9
80%	FWHM	GHz	14.3	7.1	3.6	1.8

Peak Insertion Loss at R-Channel for 25, 50, 100, and 200 GHz Etalons with Different Reflector

Mirror Reflectance	Symbol	Unit	FSR			
			200 GHz	100 GHz	50 GHz	25 GHz
31%	IL	dB	-2.3	-2.3	-2.3	-2.3
45%	IL	dB	-1.6	-1.6	-1.6	-1.6
60%	IL	dB	-1.5	-1.5	-1.5	-1.5
70%	IL	dB	-1.2	-1.3	-1.5	-1.5
80%	IL	dB	-1.2	-1.3	-1.5	-1.5

Optoplex Corporation, located in Fremont, California, is an ISO9001:2008 certified supplier of cutting-edge photonic components and modules for dynamic wavelength management and signal conditioning. The company designs, develops, manufactures, and markets innovative fiber-optic products to communications networks, and provides customized solutions to instrument, defense, spectroscopy and sensing industries. By combining its proprietary optical design and packaging technology with its state-of-the-art optical coating expertise and facility, Optoplex supplies DPSK demodulators, DQPSK demodulators, 90° optical hybrids, 2-port tunable optical filters, 3-port reconfigurable optical add/drop multiplexers (ROADMs), optical interleavers, flat-top comb filters, optical performance monitors (OPMs), and portable spectrometers.

ANEXO II

Datasheet del filtro Fabry-Perot: Fiber Fabry-Perot Tunable Filter | FFP-TF



Applications

- Optical Performance Monitoring
- Spectrum Analysis
- Tunable Optical Noise Filter
- Tunable Optical Add/Drop
- Tunable Sources
- Optical Sensing

Features

- High resolution for precise spectrum analysis
- Large dynamic range permits accurate measurements
- Efficient low loss design
- Tunable across S, C & L bands
- Wide ranges of user-specified parameters
- Thermally stable
- Vibration and shock resistant
- Small footprint
- Low power requirements
- Proven reliability, less than 60 FITS
- Qualified for Teledyne GPR 2882
- All-fiber platform
- Compact for OEM application

Description

The Micron Optics Fiber Fabry-Perot (FFP) Tunable Filter is a specialized filter based on the all-fiber Fabry-Perot etalon technology. The FFP tunable filter passes wavelengths that are equal to integer fractions of the cavity (etalon) length; all other wavelengths are attenuated according to the Airy function.

The key to the elegant design of the FFP tunable filter is the lensless fiber construction. There are no collimating optics or lenses, thus the FFP tunable filter achieves high finesse and maintains a low loss transmission profile. Micron Optics has eliminated the pitfalls of other Fabry-Perot component technologies, including misalignment, environmental sensitivity, and extraneous modes.



The all-fiber FFP tunable filter follows the Airy function so closely that engineers can design it into the opto-electronic systems with a high degree of confidence that it will provide results very close to the theoretical mathematical model. Low loss, high isolation, and accurate power or wavelength measurements are just a few of the characteristics resulting from an ideal Airy function.

Micron Optics has provided thousands of FFP tunable filters for a large variety of applications. For more than a decade, the Micron Optics Tunable Filter has proven its capabilities in WDM applications, and has satisfied the ever-increasing performance demands of the telecom market including Optical Network Monitoring, Signal Conditioning and Dynamic Networking and Transport. Additionally, the filter continually proves itself as the key enabling technology for Micron Optics line of world-class test instruments.



Products displaying the "Micron Optics Tuned" logo include Micron Optics tunable technologies ensuring high quality and performance.

Fiber Fabry-Perot Tunable Filter| FFP-TF

Specifications	FFP-TF
Optical Properties	
Operating Wavelength Range ¹ (center)	800-1200 nm
Operating Wavelength Ranges ¹ (bands)	O-Band: 1260 - 1360 nm C-Band: 1520 - 1570 nm E-Band: 1360 - 1480 nm L-Band: 1570-1620 nm Extended L-Band: 1570 - 1640 nm S-Band: 1480 - 1620 nm C & L Band: 1620 - 1620 nm Extended C&L Band: 1520 - 1640 nm
Free Spectral Range (fixed FSR but selectable within this range)	10 to 25,000 GHz (80 pm to 200 nm at 1550 nm)
Standard Finesse Values (nominal) ²	10, 40, 100, 200, 500, 650, 1000, 2000, 4000
3dB Bandwidth	Equal to desired FSR/Finesse
Insertion Loss ³	<2.5 dB
Polarization Dependent Loss ⁴	<0.2 dB
Input Power (Maximum) ⁴	< 100mW (for finesse <200)
Glitch Free Dynamic Range (GFDR)	> 15 dB
Electrical Properties	
Tuning Voltage/FSR	< 12 V
Capacitance	< 3.0 pF
Cycling Speed Over 1 FSR ⁵	2500 Hz (max)
Maximum Tuning Voltage	70 V
Mechanical Properties	
Dimensions	12.7 mm x 14.3 mm x 672 mm
Weight	29 g
Mounting Holes	(4) #1-72 UNF x 0.10 inch deep
Electrical Terminate	DIP Pins Standard, Side Terminals Optional
Cable Jacket	Coaxial 900 um buffer tubing
Cable Length	>1 m
Connector	See options
Environmental Properties ^{6A}	
Operating Temperature ¹	-20° to 80°C
Operating Voltage/Operating Temperature	< 12 V
Insertion Loss/Operating Temperature (dependent on FSR)	± 0.5 dB
Insertion Loss/Vibration	< 0.5 dB
Notes:	
1. Specifications are dependent on filter configuration. Please contact Micron Optics for final specifications.	
2. For nonstandard finesse values up to 10,000 - Contact Micron Optics.	
3. Typical value; final value is dependent on Free Spectral Range and Finesse.	
4. Maximum input power level depends on finesse value. Generally, the higher the finesse, the lower the maximum input power level.	
5. Noted cycling speeds are recommended maximums. Experimental rates of <100 kHz have been achieved on the FFP-TF version.	
6. These parameters are not available for all possible configurations. Please contact Micron Optics for details.	

Ordering Information	FFP-TF- www - bbb u fff - li	(Example: FFP-TF-1550-010G0200-2.0)
www : Wavelength Band	bbb : Bandwidth	u : Bandwidth Unit
1310 (1260-1360 nm) 1550 (1520 - 1570 nm)	Specify bandwidth	fff : Finesse
1420 (1360-1480 nm) 1600 (1570 - 1620 nm)	(i.e: 010 = 10GHz)	Specify finesse
1500 (1480-1520 nm) 1580 (1520 - 1620 nm)		(i.e:0200=Finesse 200)
		li : Insertion Loss
		Specify Loss
		(i.e: 2.0=2dB)

Options

060 FC/SPC Connectors (Fusion Spliced)	061 FC/APC Connectors (Fusion Spliced)	062 SC/SPC Connectors (Fusion Spliced)
063 SC/APC Connectors (Fusion Spliced)	065 FC/APC Connectors (Connectorized)	069 Other Connectors
		070 Side Terminal Configuration



Micron Optics, Inc.
1852 Century Place NE
Atlanta, GA 30345 USA

phone 404 325 0005
fax 404 325 4082
www.micronoptics.com

Copyright ©2013, Micron Optics, Inc FFP-TF_1303 b_1303.2

Fiber Fabry-Perot Tunable Filter| FFP-TF

Applications

Optical Performance Monitor

Micron Optics FFP Technology is the base for the highest performing optical performance monitor available today, monitoring up to 400 channels in the C band alone. The high resolution, deep dynamic range and continuous smooth tuning combine to allow accurate dense channel analysis. For example, Micron Optics Finesse 2,000 filters have a contrast factor of 62 dB.

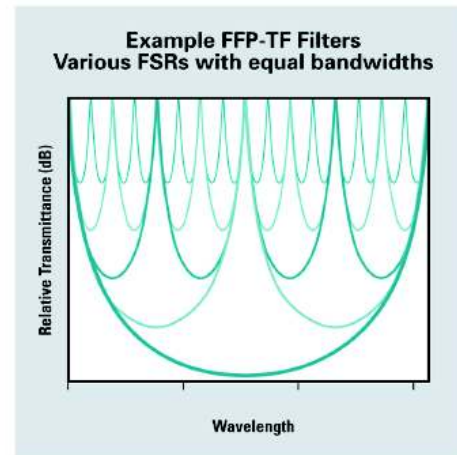
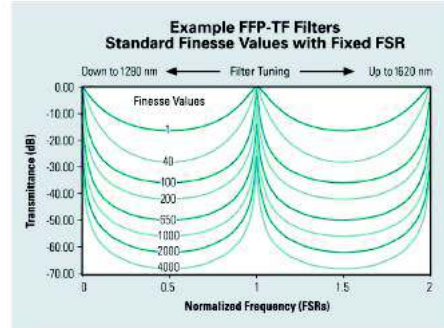
Tunable Optical Noise Filtering & Channel Locking

Micron Optics FFP Technology is used in telecom systems around the world for optical noise filtering and dynamic channel locking. A key attribute is the extreme low loss nature (to less than 1 dB) of the filter and its reliable locking capability. Data from thousands of filters in the field has shown a projected reliability of less than 80 FITs. The resulting benefit is an extremely low bit error rate and high network receiver sensitivity.

Tunable Channel Drop for Ultra DWDM (< 25 GHz spacing)

The rapid tuning and locking capabilities of the Micron Optics FFP Technology enables reliable channel selection and dropping applications in dynamic optical networks. The high degree to which the FFP filters follow the Airy Function theory allows optical engineers to accurately design system performance parameters, without the overhead of allowing for imprecise measurements.

To assist in filter selection, three of the highest volume applications are listed below. These filters typically have short lead times. In addition to these standard filters, Micron Optics will be pleased to produce custom filters. Call or e-mail our sales engineers to best match our filter specifications to your applications.



FFP-TF Standard Filters (for common applications)

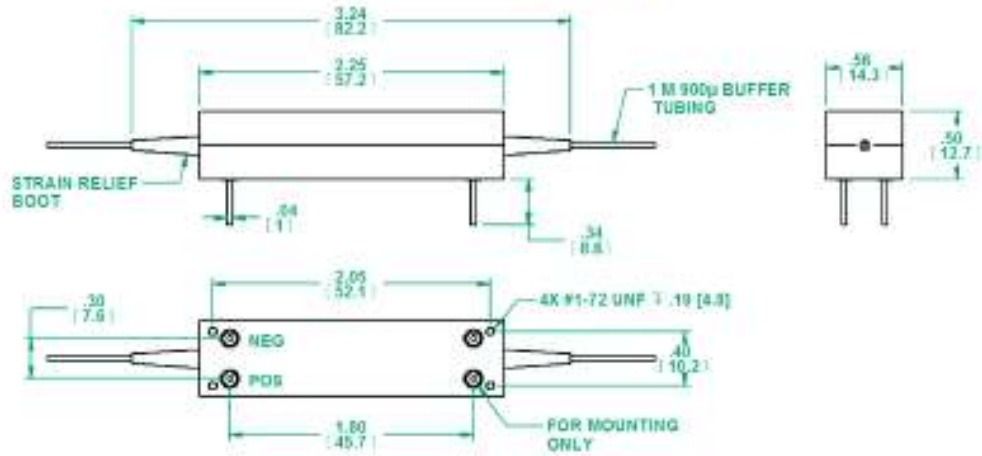
Parameter (Nominal Values)	Unit	Channel Drop	Optical Channel Monitor	Optical Channel Analyzer
Wavelength Range		C Band	C or L Band	C or L Band
Bandwidth	pm	280	80	40
	GHz	35	10	3.75
Free Spectral Range (FSR)	nm	60	60	60
	GHz	7,500	7,500	7,500
Finesse		215	750	2,000
Insertion Loss	dB	<2.5	<3.5	<3.5



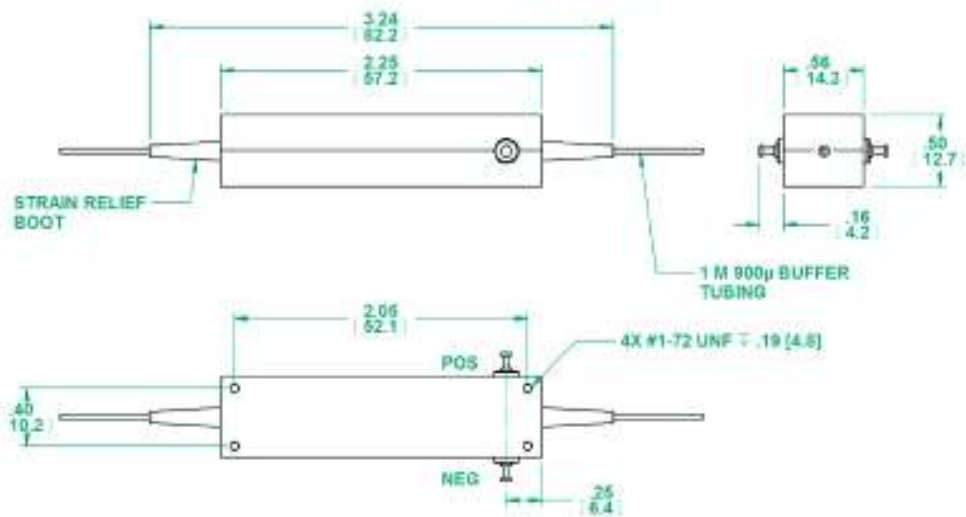
Fiber Fabry-Perot Tunable Filter| FFP-TF

Dimensions

Dip Pin Configuration Standard



Side Terminal Configuration Optional



Notes:
All dimensions in inches
[mm]



Micron Optics, Inc.
1852 Century Place NE
Atlanta, GA 30345 USA

phone 404 325 0005
fax 404 325 4082
www.micronoptics.com

Copyright ©2013, Micron Optics, Inc FFP-TF_1303.b_1303.2

ANEXO III

Datasheet del filtro Mach-Zehnder: MZI-001

Optical Coherence Tomography Products

Fiber Pigtailed Free Space Interferometer



The MZI-001 is a fiber pigtailed compact Mach-Zehnder interferometer, based on free-space optics, for detecting changes in optical frequency. The device comes with two fast photodetectors for the balanced detection of the two complementary outputs of the interferometer. The free spectral range (FSR) or zero-cross spacing of the device is accurately defined to within 2%, a clear advantage over the all-fiber approach. In addition, the FSR can be selected from 10 GHz to as high as 100 GHz when ordering, making it flexible for system integration. Finally, the MZI-001's free-space optical design eliminates the polarization sensitivity commonly associated with all-fiber interferometers. The MZI-001 is ideal for applications in wavelength-swept light

sources for determining their instantaneous frequencies, in OCT systems as a frequency clock for system triggering, in fiber sensors for detecting sensing signal spectral drift, and in coherent communication systems for detecting frequency drifts of the lasers.

Specifications:

Center Wavelengths ¹	1060, 1310, 1550 nm
Wavelength Range	±70 nm
FSR	10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 GHz, user selectable
FSR Tolerance	2%
Detector Responsivity	> 0.8 A/W
Overall Responsivity Per Channel	> 0.5 A/W
Detector Rise/Fall Time	0.3 ns with 50 Ω load
Detector Capacitance	0.7 pf
Return Loss	55 dB
Polarization Dependent Response	< 0.5 dB
Input Fiber	SMF-28 or Hi1060 fiber with 900 μm buffer
Optical Connectors	FC/APC or FC/PC, specify
Operating Temperature	-10 to 70 °C
Storage Temperature	-20 to 75 °C
Dimensions	2.11" (L) × 1.1" (W) × 0.37" (H)

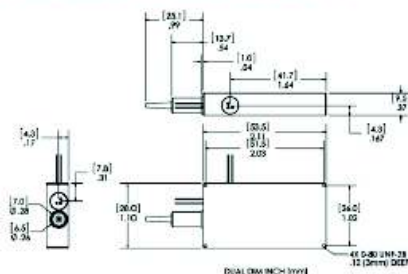
Note:

1. Specifications in this table are given for 1550 nm operation. Performance at 1060 nm may be slightly different.

Features:

- Compact size
- Accurate free spectral range
- Temperature stable
- Polarization insensitive
- Fine optical frequency spacing
- Balanced photodetectors

Dimensions (in inches and mm):

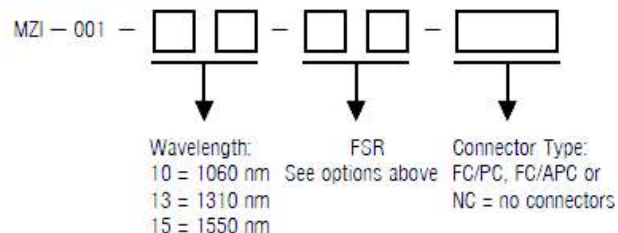


Applications:

- Wavelength swept light source
- Optical Coherence Tomography (OCT)
- Fiber optic sensor
- Test & measurement
- Spectrum analysis
- Coherent detection systems

Tech Info. p. 223

Ordering Information:



Anexo IV

Datasheet del filtro AWG: 8-Channel Cyclic (Colorless) Arrayed Waveguide Grating (AWG)



8-CHANNEL CYCLIC (COLORLESS) ARRAYED WAVEGUIDE GRATING (AWG)



The Gemfire Cyclic Arrayed Waveguide Grating (AWG) is a cost-effective, high-performance DWDM mux/demux device operating on 50GHz or 100GHz channel spacing in the C and L Band ITU grid. The PhotonIC™ planar-processed silica-on-silicon chips comprise arrayed channel waveguides to separate or combine multiple wavelengths. Cyclic AWGs allow multiplexing and demultiplexing of multiple 8-channel sub-bands in a single device. Such AWGs considerably simplify inventory management for DWDM network providers. They also offer low insertion loss, excellent channel isolation, ease of fiber handling, and long-term reliability in a compact package. Available in several channel and package configurations, Gemfire Cyclic AWGs are particularly ideal for OADM applications.

8-skip-0 or 8-skip-8 Configurations

One Device Operates
Over Many Sub-Bands

Reduces Inventory Requirements

Low Insertion Loss & PDL

Low Crosstalk

High Uniformity

Internal Thermal Regulation
Electronics Option

Compact Footprint

Versatile Alternative to TFF Mux

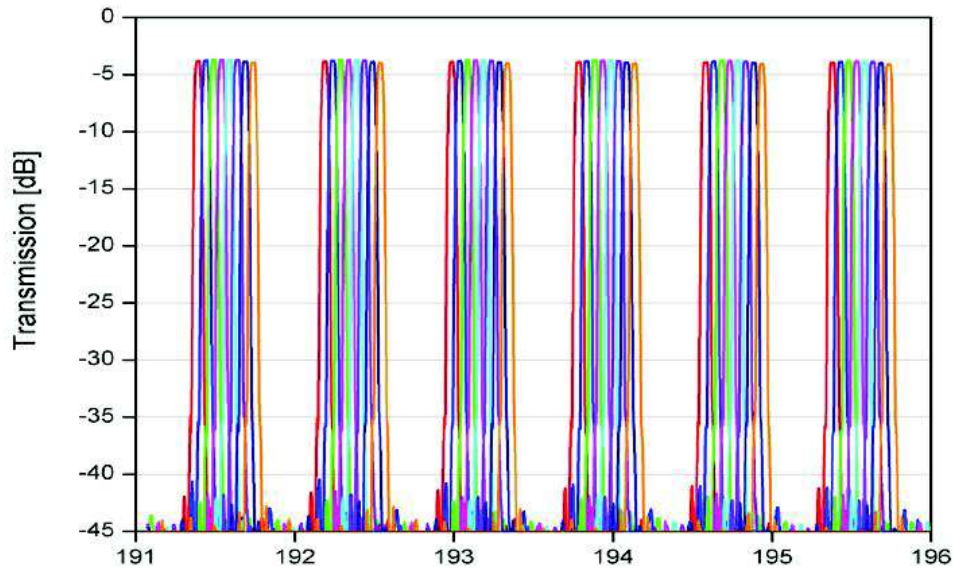


Example: 8 x 50GHz

Number of channels	8
Channel spacing	50GHz
Number of orders	6
Clear window	12.5GHz
Insertion loss (at ITU grid)	5.0dB
Insertion loss (across clear window passband)	5.5dB
Insertion loss uniformity (40 channel)	1.0dB
-1dB passband	180pm
Polarization dependent loss (at ITU grid)	0.2dB
Polarization dependent loss (across clear window)	0.5dB
Chromatic dispersion	<10ps/nm
Differential group delay	0.5ps
Adjacent channel crosstalk	-24dB
Non-adjacent channel crosstalk	-30dB
Maximum integrated crosstalk	-21dB
Optical return loss	-40dB
Maximum frequency deviation (from ITU grid)	5GHz
Dimensions (L x W x H)	130 x 65 x 14mm

All parameters are worst-case across clear window, temperature, polarization and include connector loss.
Available with multiple connector types, optional internal control electronics, and other package designs.

8-skip-8x50 GHz Demux Spectrum



Gemfire Corporation
1220 Page Avenue
Fremont, California 94538
510-438-7500 or 1-866-4GEMFIRE
www.gemfire.com



ANEXO V

Datasheet del filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Rejilla de Bragg de fibra (FBG) 1530-1573 nm

China Shirey Import & Export Co., Ltd.
 Fabricante/proveedor chino de Calefador Independiente, Calefador de Aire, Calefador de Diesel.

[Inicio](#) [Información de Empresa](#) [Lista de Producto](#) [Contacto](#) [Enviar Solicitud de Oferta](#)

Inicio > Lista de Producto > Fibra Óptica > Rejilla de Bragg de fibra (FBG) 1530-1573nm

China Shirey Import & Export Co., Ltd.
 Heilongjiang, China

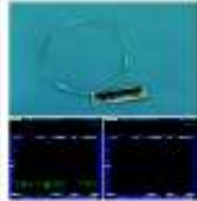
Cuenta Registrada en: 2011

Tipo de Negocio: Empresa Comercial

Contacta Ahora

Categoría de producto

Sistema de Encendido (100)
 Electrónica de Motocicleta (33)
 Coeficador (24)



Rejilla de Bragg de fibra (FBG) 1530-1573nm

Cantidad Mínima: 100 Piezas

Condiciones de Pago: L/C, T/T, D/P, Western Union, PayPal

No. de Modelo: Uniform FBG

Contacta Ahora

Descripción de Producto

Información Básica			
No. de Modelo:	Uniform FBG	Aplicación:	Comunicación
Tipo:	Fibra de Monomodo	Certificación:	ISO9001

Descripción de Producto

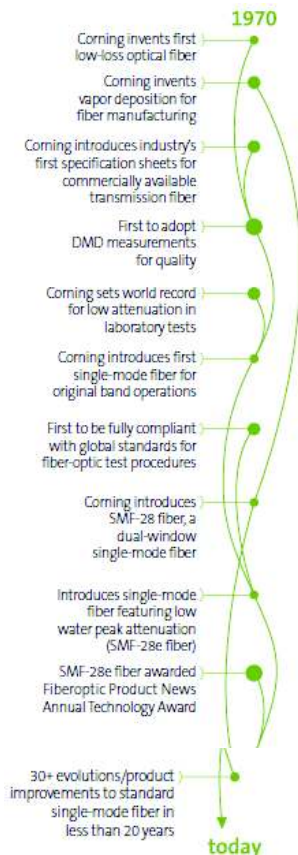
El fabricante emplea 26 estaciones de trabajo dentro de su facilidad de rejilla de Bragg (FBG) de la fibra, permitiendo una capacidad de producción mensual de casi 150, 000 pedazos. Además de productos uniformes de FBG, RaySung también se especializa en la fabricación de Apodized FBG, Estrecho-Anchura de banda FBG y productos Double-Clad de FBG. Las especificaciones para los productos uniformes de FBG se enumeran en las tablas abajo.

Parameters	Specifications	Tolerance
Center Wavelength	1530-1573nm	±0.3nm
Reflectivity	0.5%-99.99%	±0.03%
FWHM	0.1nm-2.0nm	±0.05nm
FBG Type	Uniform FBG	
FBG Length	0.15mm-15.0mm	
SMSR	<8dB	
Recoating	Acrylate	
Recoating Length	Custom	
Proof Test	>150Kpsi	
Fiber Type	SMF-28e	
Fiber Length	Custom	
Operating Temperature	-20~75	
Storage Temperature	-40-85	

ANEXO VI

Datasheet de la fibra como referencia para el filtro basado en redes de difracción de Bragg uniformes: Corning SMF-28e Optical Fiber

Corning® SMF-28e® Optical Fiber Product Information



Evolving Networks Now

At Corning Optical Fiber, we are continually pushing single-mode fiber to new performance levels. Building on our leadership position in the optical fiber industry, Corning is evolving our already formidable products to meet customer requirements like never before. As the first manufacturer to upgrade standard single-mode fiber worldwide, we're providing our customers with greater value today and in the future. Corning® SMF-28e® optical fiber is:

- * Corning's standard single-mode fiber offering, delivering optimized capability, network design flexibility and confidence in long-term performance
- * The world's most widely demanded full-spectrum fiber
- * In compliance with or exceeding the industry's most stringent requirements, including:
 - ITU-T G.652 (Categories A, B, C & D)
 - IEC Specifications 60793-2-50 Type B1.3
 - TIA/EIA 492-CAAB
 - Telcordia's GR-20
- * The industry leader in comprehensive standard single-mode fiber specifications

As Corning's premier standard single-mode fiber, SMF-28e fiber is one in a long line of optical innovations. Corning SMF-28e, an ITU-T G.652.D-compliant optical fiber, is expanding the capability of the world's most dynamic metropolitan and access networks.

PI1344 | ISSUED: JANUARY 2005 | SUPERSEDES: NOVEMBER 2004 | ISO 9001 REGISTERED

Building on a Solid Foundation

Corning SMF-28e fiber has the same reliability, splicing performance and easily strippable coating that customers have trusted in Corning® SMF-28® fiber, the long-standing industry benchmark for quality and performance. SMF-28e fiber offers enhanced capabilities and specifications, while providing full compatibility and interoperability with legacy standard single-mode networks.

Our 30 years of experience are reflected in this evolution of standard single-mode fiber, which not only meets and exceeds the highest industry standards, but also provides an excellent combination of optical, environmental, dimensional and mechanical specifications.

Confidence for Today and the Future

SMF-28e fiber is optimized for metropolitan and access networks that support all broadband applications. SMF-28e fiber has been a qualified product offering since 2001 and has been successfully deployed in communications networks worldwide, proving its performance capabilities in diverse applications.

As the ideal fiber choice for rapidly growing and dynamically changing metropolitan and access networks, SMF-28e fiber provides immediate value to the customer. It is one of the easiest fibers to handle and install because of its world-class geometry, CPC® coating technology and bending specifications. Additionally, its full-spectrum capability enables flexible network designs, increases fiber capacity and prepares network infrastructures for emerging technologies and architectures.

Corning® Optical Fiber – The Measure of Trust

Corning's Service Advantage

Corning Optical Fiber delivers the world's most comprehensive package of innovative products and services, including:

- Worldwide sales support and door-to-door customer service
- Full range of fibers and special order capabilities
- Specialized support from technical experts
- Extensive fiber delivery capabilities with proven success rates
- Real-time, Web-based customer information
- Dedicated account support for our long-term supply customers
- Fiber support services and technical information for end-customers

At Corning Optical Fiber, we strive to provide the best possible customer service and technical support – before, during and after the sale. As a customer, you'll benefit from our established and extensive support infrastructure that's ready to meet your specific needs.

Corning's Product Advantage

Our enhanced, dual acrylate CPC® coatings provide excellent protection. Designed to be mechanically stripped, with an outside diameter of 245 µm, they are optimized for many single- and multi-fiber cable designs, including loose tube, ribbon, slotted core and tight buffer cables.

Corning is committed to product excellence and meeting the evolving needs of our customers. As updates to fiber characteristics or performance specifications become available, they will be posted on the Corning Optical Fiber website at www.corning.com/opticalfiber

Optical Specifications

Fiber Attenuation

Maximum Attenuation

Wavelength (nm)	Maximum Value* (dB/km)
1310	0.33 – 0.35
1383**	0.31 – 0.35
1550	0.19 – 0.20
1625	0.20 – 0.23

*Maximum specified attenuation value available within the stated ranges.

**Attenuation values at this wavelength represent post-hydrogen aging performance.

Alternate attenuation offerings available upon request.

Attenuation vs. Wavelength

Range (nm)	Ref. λ (nm)	Max. α Difference (dB/km)
1285 – 1330	1310	0.03
1525 – 1575	1550	0.02

The attenuation in a given wavelength range does not exceed the attenuation of the reference wavelength (λ) by more than the value α .

Macrobend Loss

Mandrel Diameter (mm)	Number of Turns	Wavelength (nm)	Induced Attenuation* (dB)
32	1	1550	≤ 0.05
50	100	1310	≤ 0.05
50	100	1550	≤ 0.05
60	100	1625	≤ 0.05

*The induced attenuation due to fiber wrapped around a mandrel of a specified diameter.

Point Discontinuity

Wavelength (nm)	Point Discontinuity (dB)
1310	≤ 0.05
1550	≤ 0.05

Cable Cutoff Wavelength (λ_{ccf})

$$\lambda_{ccf} \leq 1260 \text{ nm}$$

Mode-Field Diameter

Wavelength (nm)	MFD (μm)
1310	9.2 ± 0.4
1550	10.4 ± 0.5

Dispersion

Wavelength (nm)	Dispersion Value [ps/(nm \cdot km)]
1550	≤ 18.0
1625	≤ 22.0

Zero Dispersion Wavelength (λ_0): $1302 \text{ nm} \leq \lambda_0 \leq 1322 \text{ nm}$

Zero Dispersion Slope (S_0): $\leq 0.089 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$

Polarization Mode Dispersion (PMD)

	Value (ps/ $\sqrt{\text{km}}$)
PMD Link Design Value	$\leq 0.06^*$
Maximum Individual Fiber	≤ 0.2

*Complies with IEC 60794-3: 2001, Section 5.5, Method 1, ($m = 20$, $Q = 0.01\%$), September 2001.

The PMD link design value is a term used to describe the PMD of concatenated lengths of fiber (also known as PMD₀). This value represents a statistical upper limit for total link PMD. Individual PMD values may change when fiber is cabled. Corning's fiber specification supports network design requirements for a 0.20 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ maximum PMD.

Dimensional Specifications

Glass Geometry

Fiber Curl	$\geq 4.0 \text{ m}$ radius of curvature
Cladding Diameter	$125.0 \pm 0.7 \mu\text{m}$
Core-Clad Concentricity	$\leq 0.5 \mu\text{m}$
Cladding Non-Circularity	$\leq 0.7\%$

Coating Geometry

Coating Diameter	$245 \pm 5 \mu\text{m}$
Coating-Cladding Concentricity	$< 12 \mu\text{m}$

Environmental Specifications

Environmental Test	Test Condition	Induced Attenuation
		1310 nm, 1550 nm & 1625 nm (dB/km)
Temperature Dependence	-60°C to $+85^\circ\text{C}^*$	≤ 0.05
Temperature Humidity Cycling	-10°C to $+85^\circ\text{C}^*$ up to 98% RH	≤ 0.05
Water Immersion	$23 \pm 2^\circ\text{C}$	≤ 0.05
Heat Aging	$85 \pm 2^\circ\text{C}^*$	≤ 0.05
Damp Heat	85°C at 85% RH	≤ 0.05

*Reference temperature = $+23^\circ\text{C}$

Operating Temperature Range: -60°C to $+85^\circ\text{C}$

Mechanical Specifications

Proof Test

The entire fiber length is subjected to a tensile stress ≥ 100 kpsi (0.7 GPa)*.

*Higher proof test levels available.

Length

Fiber lengths available up to 50.4* km/spool.

*Longer spliced lengths available.

Performance Characterizations

Characterized parameters are typical values.

Core Diameter	8.2 μm
Numerical Aperture	0.14 <i>NA is measured at the one percent power level of a one-dimensional far-field scan at 1310 nm.</i>
Zero Dispersion Wavelength (λ_0)	1313 nm
Zero Dispersion Slope (S_0)	0.086 ps/(nm ² ·km)
Refractive Index Difference	0.36%
Effective Group Index of Refraction (N_{gp})	1310 nm: 1.4677 1550 nm: 1.4682
Fatigue Resistance Parameter (N_f)	20
Coating Strip Force	Dry: 0.6 lbs. (3N) Wet, 14-day room temperature: 0.6 lbs. (3N)
Rayleigh Backscatter Coefficient (for 1 ns Pulse Width)	1310 nm: -77 dB 1550 nm: -82 dB
Individual Fiber Polarization Mode Dispersion	0.02 ps/ $\sqrt{\text{km}}$

Formulas

Dispersion

$$\text{Dispersion} = D(\lambda) = \frac{S_0}{\lambda} \left[\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right] \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km}),$$

for 1200 nm $\leq \lambda \leq$ 1625 nm

λ = Operating Wavelength

Cladding Non-Circularity

$$\text{Non-Circularity} = \left[1 - \frac{\text{Min. Cladding Diameter}}{\text{Max. Cladding Diameter}} \right] \times 100$$

How to Order

Contact your sales representative, or call the Optical Fiber Customer Service Department:
Ph: 607-248-2000 (U.S. and Canada)
+44-1244-287-437 (Europe)

Email: opticalfibres@coming.com

Please specify the fiber type, attenuation and quantity when ordering.

Corning Incorporated
www.corning.com/opticalfiber

One Riverfront Plaza
Corning, NY 14831
U.S.A.

Ph: 800-525-2524 (U.S. and Canada)
607-786-8125 (International)

Fx: 800-539-3632 (U.S. and Canada)
607-786-8344 (International)

Email: cofic@coming.com

Europe

Ph: 00 800 6620 6621 (U.K., Ireland, Italy, France, Germany, The Netherlands, Spain and Sweden)

+1 607 786 8125 (All Other Countries)

Fx: +1 607 786 8344

Asia Pacific

Australia
Ph: 1-800-148-690
Fx: 1-800-148-568

Indonesia
Ph: 001-803-015-721-1261
Fx: 001-803-015-721-1262

Malaysia
Ph: 1-800-80-3156
Fx: 1-800-80-3155

Philippines
Ph: 1-800-1-116-0338
Fx: 1-800-1-116-0339

Singapore
Ph: 800-1300-955
Fx: 800-1300-956

Thailand
Ph: 001-800-1-3-721-1263
Fx: 001-800-1-3-721-1264

Latin America

Brazil
Ph: 000817-762-4732
Fx: 000817-762-4996

Mexico
Ph: 001-800-235-1719
Fx: 001-800-339-1472

Venezuela
Ph: 800-1-4418
Fx: 800-1-4419

Greater China

Email: GCCofic@coming.com

Beijing
Ph: (86) 10-6505-5066
Fx: (86) 10-6505-5077

Hong Kong
Ph: (852) 2807-2723
Fx: (852) 2807-2152

Shanghai
Ph: (86) 21-5467-4666
Fx: (86) 21-5407-5173

Taiwan
Ph: (886) 2-2716-0338
Fx: (886) 2-2716-0339

ANEXO VII

Datasheet del filtro AOTF: Research and application of acousto-optical tunable filters for modern telecommunications systems

Section 7. Technical sciences

Thus it is recommended to determine distance between gear axis:

$$A = r_3 \cdot n_3 / \cos \alpha_t - \delta_A, \quad (7)$$

where, r_3 – is the step of between teeth of gear; n_3 – number of sections in the branch of trailing gear.

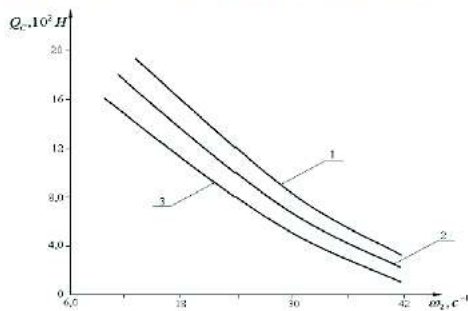
To get solutions as per expressions (5), (6), (7) the calculation parameters are taken in the following values:

$$t_3 = 15.0 \div 21.0 \text{ mm}; n_3 = 200 \div 400 \text{ min.}^{-1}; [P] = 28 \div 31 \text{ MPa};$$

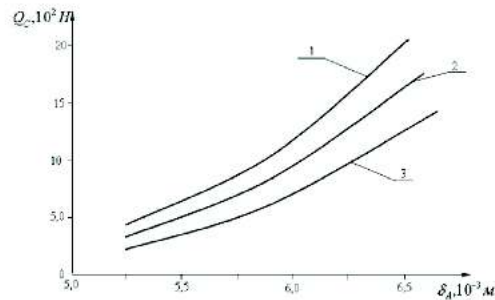
$$n_2 = 98, z_1 = 22, Z_2 = 25; r_2 = (5.5 \div 6.5) \cdot 10^{-2} \text{ m};$$

$$m_2 = 0.015 \div 0.035 \text{ kg}.$$

In the fig. 2a the chain transmission trailing gear deformation force is shown in values generated in additional tension. The obtained diagram connections show that the increase of angle speed brings to nonlinear decrease. The tension belt working in transmission brings to increase Q_c force. When additional tension force increases from 60 H. to 105 H. and the difference between force is $\omega_2 = 18 \text{ c}^{-1}$ and when $4.15 \cdot 10^3 \text{ H}$ is generated by it is generated pro ratio.



The main reason for it is the tension rolling influence in rotating frequency is not high, i. e. in this the momentum role is increased. It is necessary to state that the force which deforms flexible element by increasing radius of gear. We can see it the diagram already reviewed before. This law can be explained as follows. When the branches of chain the more its momentum force i. e. it decreases deformation force of flexible element. However, the long term operation of transmission is affected by deformation of flexible element. The deformation around axis of chain transmission with trailing element to be avoided from increase $2.0 \sqrt{3.0} \text{ mm}$ when radius of gear is $r_2 = (5.5 \div 6.5) \cdot 10^{-2} \text{ m}$ it is good select $(3.2 \div 5.4) \cdot 10^3 \text{ N / m}$. It is necessary to state that trailing gear shaft is working body connected with plug drum. Resistance fluctuation is decreased significantly at the expense of flexible element. I. e. vibration coming from clay brick to chain come with decreased force.



References:

1. Glushenko I. P., Semenov, Lysenko. About determining of minimum tension of chain loose side of chain transmission//Mechanical transmissions. – Tr. Kubanskiy institute, 1976. – P. 31–37.
2. Gotovtsev A. A. Chain transmissions and chain equipment elements/A. A. Gotovtsev, G. B. Stoblin//Machine parts. Calculation and construction: Reference book T. A./under edition N. S. Acherkana. – M.: 1969. – P. 279–345.

Khakimov Zafar,
Vice rector of the Tashkent University of Information Technologies,
Ph. D., Doctor of Philosophy
E-mail: z.khakimov@tuit.uz

Research and application of acousto-optical tunable filters for modern telecommunications systems

Abstract: In article are considered integrated acousto-optical tunable filters, the analysis of possibility of adjustment of the surface acoustic wave is carried out and acousto optical conversion of modes on their basis, integration of optical technologies also is inspected.

Keywords: Acoustic waves, Electro-optical tunable filter (EOTF), Acousto-optic tunable filter (AOTF), Optical and Acoustic beam, interdigital transducer (IDT).

The idea of acousto-optical tunable filters (AOTF) was proposed in 1969 by Harris and Wallace [1] and was demonstrated by Harris and his colleagues. The flat (planar) integrated elements of acousto-optics, including filters, frequency switchers and modulators have been discussed in [2]. In this paper, the integrated AOTF

are inspected according to them, the surface acoustic wave and acousto-optical mode conversion is analyzed as well as the integrated optical technology is considered.

The processes involved in the work AOTF are quite complex. The piezoelectric wave linked to a surface acoustic wave can

produce secondary periodic electro interaction. This acoustic-electro optical interaction complicates the relatively simple batch representation induced birefringence, but a detailed source of effective acousto-optical interaction does not work at the primary frequency.

The development evolution of AOTF is presented in Table 1. The evolution progress was manifested in the movement from the volume of the optical wave and an acoustic wave to the volume of serial narrowing optical and acoustic rays to reduce the requirements for the power (energy) and to increase the interaction length.

Table 1. – Development evolution of AOTF

Date	Author	Development
1970	Harris	Volumetric Optical AOTF
1977	Ohmachi and Noda	Planar optical, IR filter
1980	Binkh and Livingston	The channel acousto-optical waveguide low power
1983	Goto	Spatial converter AOTF
1985	Khinkov	The technique of proton exchange
1988	Heffner	Frequency division for integrated optics
1989	Cheyung	The use of multi-frequency switching systems
1989	Smith	Highly integrated AOTF

AOTF can be performed based on various materials. Table 2 shows the characteristics of AOTF on the basis of a single crystal of quartz, Tantalus-lithium, and Niobe-lithium.

In the development of counter-doweled transducer (IDT) on the harmonics of the fundamental frequency, the response method is used piecewise approximation instead of synthesizing a smooth

Ohmashi and Noda used flat (planar) optical waveguides and surface acoustic wave in the first version of an integrated optical filter. The approach by Binh and his colleagues is limited to optical beam in single-mode optical waveguides and lowered power consumption by limiting the surface acoustic wave. Hink has been a pioneer in the use of patch installation laser for optical and acoustic waveguide. Goto developed the acousto-optic spatial mode converter, which had the same principle of phase comparison, as polarization mode converters, but this device is guided the filtered and unfiltered components to various waveguides [3].

envelope of the impulse. This approximation is accurate enough when working on harmonics 3, 5, 7 in the synthesis of narrow-band (less than 2% for niobate LiNbO₃ and Tantalus-lithium, less than 0.5% for the silica and zinc oxide films) filters with the most common designs suggesting GSW, transducers with capacitive weighing electrodes [4].

Table 2. – Technical characteristics of AOTF

Parameter	Units	The single-crystal quartz	Tantalate Lithium	Niobate-Lithium
Spectral range	nm.	750 ... 850	1000 ... 1150	1500 ... 1700
The range of frequency control	MHz.	600 ... 690	430 ... 500	100 ... 250
Input window	mm.	4 × 4	4 × 4	4 × 4
Input angular aperture	Deg.	2.8	3.4	2.2
Maximum driving power	W.	3	3	3
The diffraction efficiency	%/nm/W	20/800/1	15/1150/1	7/1550/1
Impedance	Om.	50	50	50

On the basis of the data in Table 2 it can be concluded that the most promising acousto-optical filters are AOTF based on niobate-lithium, which has the best technical parameters for use in fiber-optic data transmission systems (FDTs), and can improve the spectral characteristics of the emitted signal.

All integrated optical AOTF listed above should have some form of fiber, to be compatible with fiber optic communication networks, but one group bypassed the fiber compound, the problem by making a AOTF compatible with all types of fibers.

Narrowband mode conversion is achieved using a birefringent acousto-optic interaction medium. In this environment, the two polarization components — TE (horizontal) and TM (vertical) — and fall out of phase with the intrinsic beating length:

$$L_{\text{beat}} = \lambda / \Delta n, \quad (1)$$

where Δn — material birefringence; λ — emission wavelength.

If the applied DC voltage, the photoelastic effect produces a consistent TE — TM transformation and reverse transformation to a half wavelength, producing very little conversion for interaction lengths more L_{beat} — in fact, the resulting effective length of the element has a uniform voltage across its length and in most cases is $L_{\text{beat}}/2$, regardless of the length of material interaction. The only way to produce transformation events is to alternate the polarity of the voltage synchronously with the relative stage variable orthogonal polarizations.

The AOTF is achieved by moving the acoustic wave. The exact criteria for constructive interference or appropriate stage could be the fact that the wavelength of sound is equal to the length $\lambda_{\text{ak}} = L_{\text{beat}}$. This leads to an equation relating the electrical frequency f_s and a favorite source of wavelength λ :

$$f_0 = (V_{\text{sound}} \Delta n_{\text{eff}}) / \lambda, \quad (2)$$

where V_{sound} — speed of sound, Δn_{eff} — the difference between the effective indicators.

An overall idea of a filter band width should be of constructive interference immunity test. The increment of wavelength is required to complete destructive interference, such that the first half of device interaction is in phase, while in the second half of device interaction is shifted in phase, leading to the complete quenching mode conversion.

This suggests the characteristic parameter band width of the filter:

$$\Delta \lambda = \lambda^2 / L \Delta n, \quad (3)$$

Fig. 1 shows a linear scale of the ideal transfer characteristic AOPF proportional to the square of the sinus.

If conversion is incomplete, the filter band width and sidelobe spectrum changes. The intensity (strength) of the side lobes in this case is relevant to the inter-channel interference for the operation of a multiple wavelength AOTF.

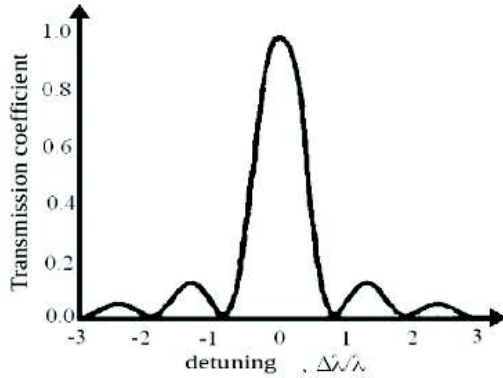


Fig. 1. Characteristic of ideal AOTF

The gain of the ideal AOTF as a normalized function of the wavelength can be represented as an analogue electro-optic tunable filter (EOTF) [5], because the physics of the two devices (elements) is very similar. AOTF and EOTF have the same optical transmission as a function of wavelength, but they differ in two important features. AOTF reached an appropriate stage through periodic electrodes and Δ_n is adjusted only slightly, leading to a modest adjustment range. The filter described in [6] only a tuning range was 15 nm., as offset adjustment — DC voltage. AOTF can filter only one band of the wavelength at a time, making it more versatile AOTF.

Therefore, for use in the AOTF in IDT it must have the ability to switch any number of channels (operating at different frequencies) simultaneously and independently of each other. The lightweight set-up and strengthening of the optical radiation of either is discussed in [7], [8] and [9].

To calculate the characteristic AOTF, the following relationship is used:

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \exp(-j\omega T_n) = a_0 - a_0 \exp(-j\omega T_2) + a_0 - a_0 \exp(j\omega 2T_0) + \dots + a_0 - a_0 \exp(-j\omega 14T_0) = 1 - \exp(-j\omega T / 14) + \dots + \exp(-j\omega 2T / 14) + \dots + \exp(-j\omega 14T / 14) \quad (4)$$

This equation can be written as follows:

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n [\cos \omega T_n - j \sin \omega T_n] = \sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \cos \omega T_n - j \cdot \sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \sin \omega T_n. \quad (5)$$

To calculate the module (η) AOTF characteristics:

$$\eta = H(\omega) = \sqrt{\left(\sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \cos \omega T_n \right)^2 + \left(\sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \sin \omega T_n \right)^2}. \quad (6)$$

To calculate the argument (ϕ) characteristics AOTF:

$$\phi = H(\omega) = \arctg \frac{\sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \cos \omega T_n}{\sum_{n=0}^{14} (-1)^n a_n \cdot \sin \omega T_n}. \quad (7)$$

According to these calculations, for the wavelength $\lambda = 1.55$ microns most optimal number of pins turned 14 at the given size pin height of 1 mm., the distance between the electrodes is 1 mm and a thickness of 0.5 mm.

These discussions have the following key benefits:

- 1) wide tuning range (200 nm.);
- 2) narrowband;
- 3) short switching times;
- 4) Most importantly, the ability to switch between any number of channels (operating at different frequencies) simultaneously and independently of each other. The lightweight set-up and amplifiers;
- 5) The ideal selectivity.

In addition, the use of amplifiers, frequency acousto-optic tunable filters have almost rectangular amplitude-frequency characteristic (AFC) and provide the ideal selectivity, good mass and dimensions parameters as well as ease of configuration and adjustment of the amplifiers.

Also the set of main features of the characteristics, parameters and properties of AOTF are used in high-speed fiber-optic data transmission systems.

Thus, it is shown that the most promising acousto-optical filters are AOTF based on niobate-lithium, that have the best technical parameters for use in IDF and can improve the spectral characteristics of the emitted signal.

References:

1. Harris S. E. and Wallace R. W. Acousto-Optic Tunable Filter//J. Opt. Soc. Am. – 1969. – V. 59. – P. 744–747.
2. Ohmachi Y. and Noda J. LiNbO3 TE-TM Mode Converter Using Collinear Acousto-Optic interaction//IEEE J. Quant. Electron. – 1977. – v. Qe-13. – P. 45–46.
3. Su S. F., Olshansky R., Smith D. A. and Baran J. E. Gain Equalization in Multiwavelength Lightwave Systems Using Acousto-Optic Tunable Filter//IEEE Photonics Technology Letters. – 1992. – V. 4, No 3. – P. 269–271.
4. Khakimov Z. T. Features of AOTF. In lecture notes collection of PhD, master and bachelor students – scientific-technical information.
5. Surface acoustic waves. Reviewer A. Olinera. Trans. from English. Ed. I. S. Reza – M.: Mir, 1981. – 392 p.
6. Baghdasaryan A. S. Impedance SAW filters for mobile communication systems//Systems and communications, television and radio. – M., 1998. – Vol. 1.
7. Radzhabov T. D., Davronbekov D. A. and Khakimov Z. T. Studies of the spectral characteristics of optical signals using AOTF in IDF//Infocommunication: Network-Technology-Solutions. – Tashkent, 2008. – № 1(5). – P. 3–7.
8. Radzhabov T. D., Davronbekov D. A. and Khakimov Z. T. Optimization of the spectral characteristics of the fiber optic link//Bulletin TUIT. – Tashkent, 2009. – № 2. – P. 62–65.

ANEXO VIII

Simulaciones adicionales del filtro Mach-Zehnder del análisis del período, anchura de la banda total a mitad del máximo y finura

Se presentan a continuación los resultados obtenidos de las simulaciones adicionales del filtro Mach-Zehnder correspondientes a la sección 3.2.1, en las cuales el eje y se encuentra en mW para mejorar la apreciación de la medida de $FWHM$, las funciones de transferencia para este filtro pueden ser expresadas en mW o dBm .

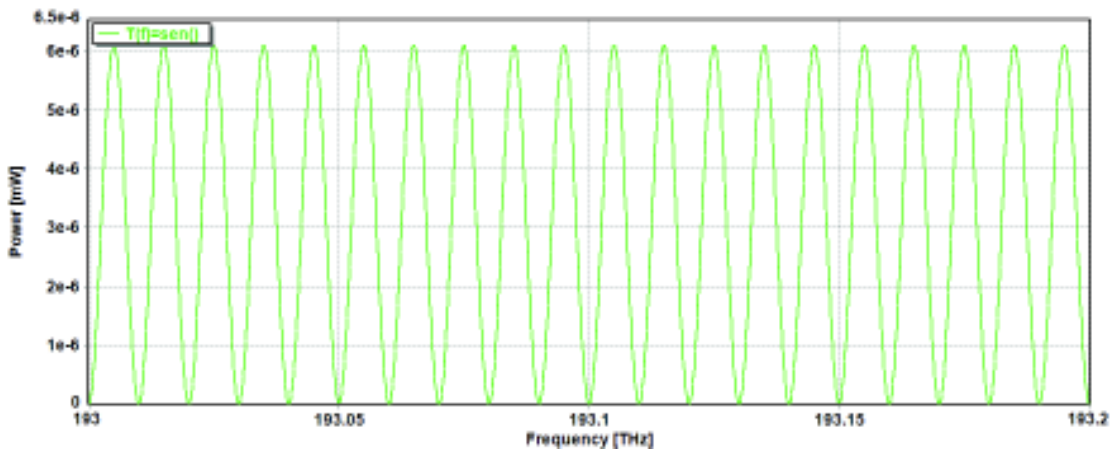


Figura VIII. 1 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=10 GHz

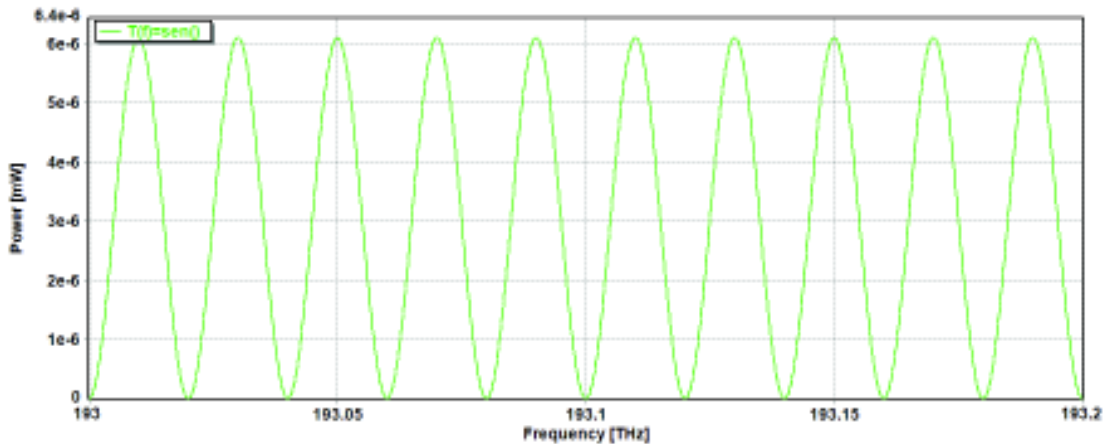


Figura VIII. 2 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=20 GHz

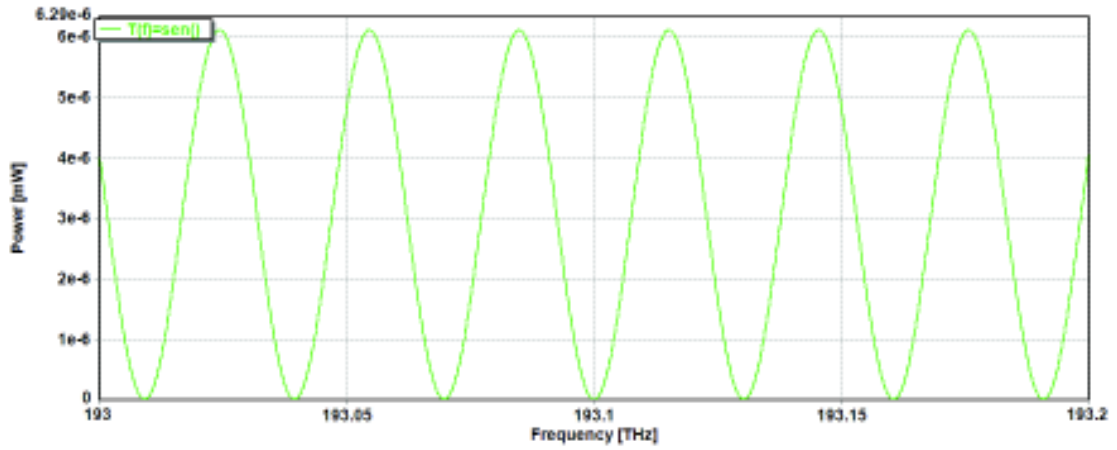


Figura VIII. 3 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=30 GHz

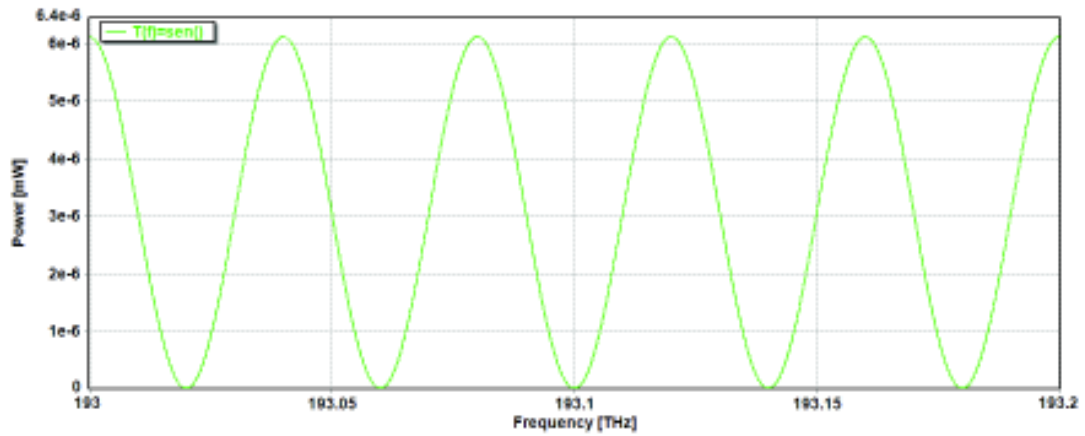


Figura VIII. 4 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=40 GHz

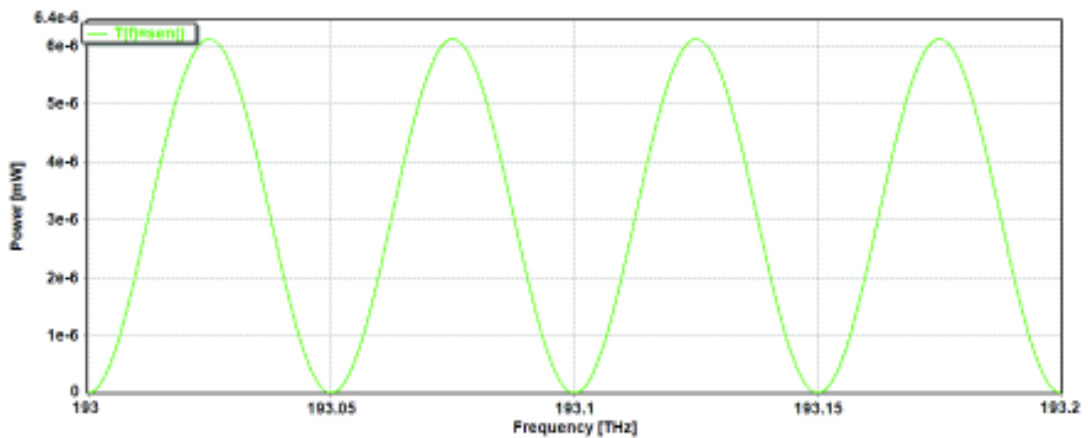


Figura VIII. 5 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=50 GHz

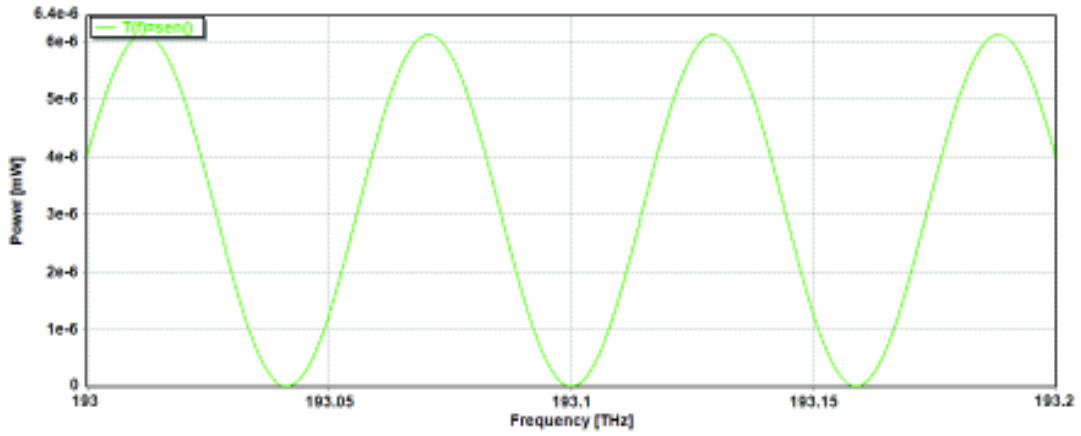


Figura VIII. 6 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=60 GHz

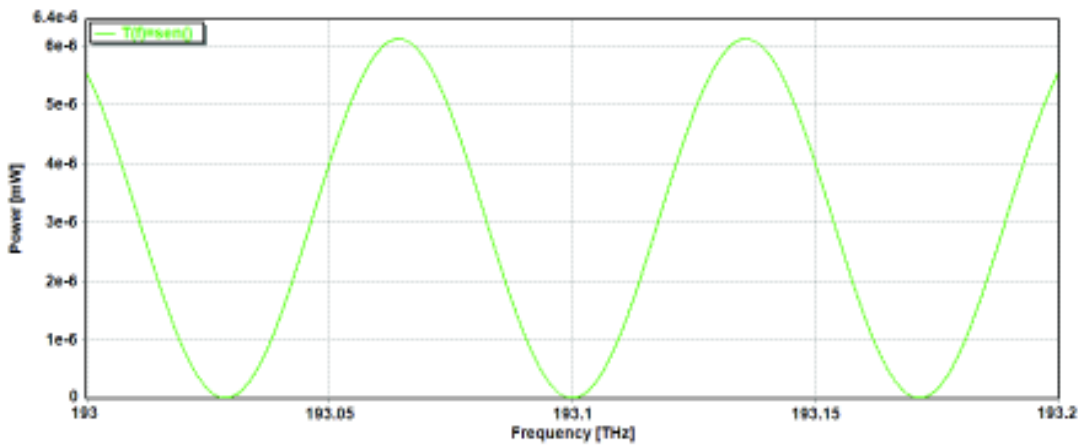


Figura VIII. 7 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=70 GHz

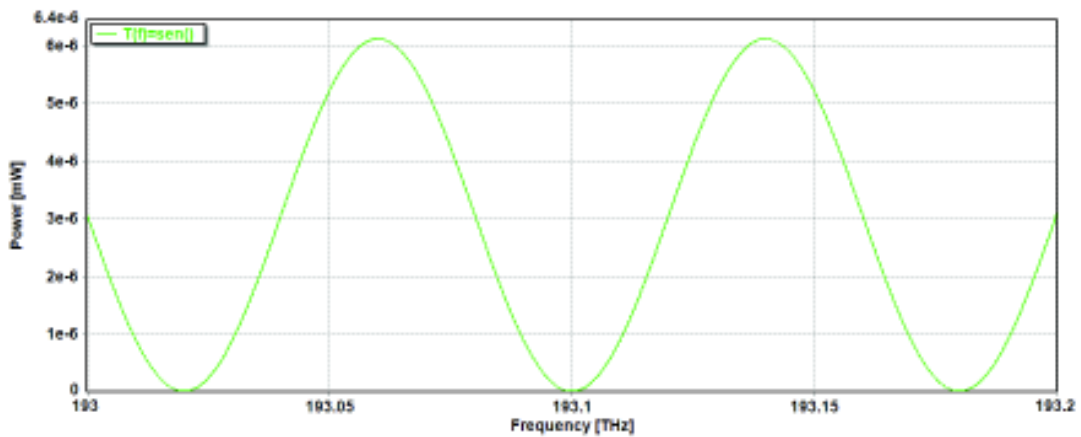


Figura VIII. 8 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=80 GHz

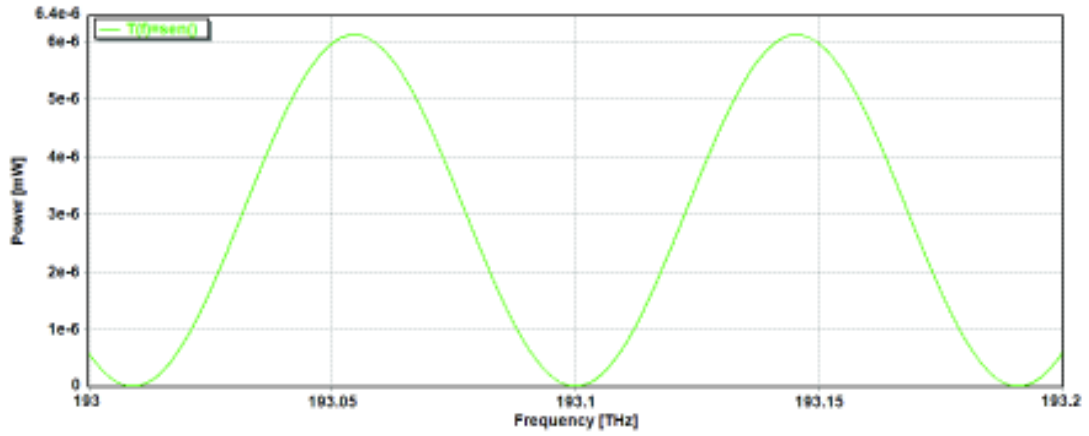


Figura VIII. 9 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=90 GHz

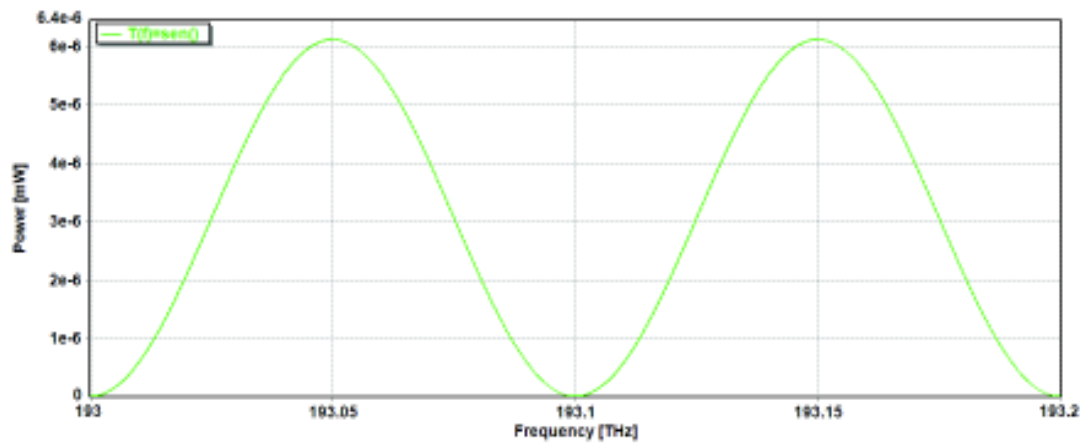


Figura VIII. 10 Función de transferencia del filtro Mach-Zehnder con FSR=100 GHz

Anexo IX

Datasheet del filtro AWG multiplexor/demultiplexor: NxN AWG multiplexers and demultiplexers router module



NxN AWG MULTIPLEXERS AND DEMULTIPLEXERS ROUTER MODULE (APRTE)

Enablence's N-by-N arrayed-waveguide grating (AWG) wavelength division multiplexers and demultiplexers are based on our patent-pending CVD process. These silica-on-silicon waveguides exhibit exceptional material uniformity. Complemented with our automated robust packaging, Enablence's planar lightwave circuits (PLC) are well suited for demanding telecom applications such as DWDM, long-haul, and metro transmission systems.



BENEFITS

- 4, 8, 16, 24, and 32CH Capability
- 50 and 200 GHz Channel Spacing
- Custom Packaging
- Choice of Connector and Polish

FEATURES

- Compact and High-Performance WDW Filters
- Low Insertion Loss and Cross Talk
- Can be used as MUX or DMEUX
- High Uniformity and Reliability

APPLICATIONS

- Mesh-Type DWDM Networks
- Wavelength Routing

DATA SHEET

Enablence's N-by-N arrayed waveguide grating (AWG) can be used in WDM networks with mesh structures. It offers accurate channel alignment, low crosstalk and high channel-to-channel uniformity. In addition, these modules can be used either as multiplexer or as demultiplexer functions. This product family complies with Telcordia GR-1221-CORE requirements.

CYCLICAL NXN CHANNEL C-BAND AWG ROUTERS OPTICAL SPECIFICATIONS

Parameters	Symbol	Specifications			Units	Comments
		Min	Typ	Max		
Input Channels		N			-	N: 4, 8, 16, 24, 32
Output Channels		N			-	N: 4, 8, 16, 24, 32
Channel Spacing		100			GHz	
Free Spectral Range	FSR	100*N			GHz	Centered at each ITU frequency
Channel Frequencies (Input at (N/2 + 1) to Outputs 1-N)	f_c	C or L-Bands				
ITU Band		-12.50		+12.50	GHz	Centered at each ITU frequency
Wavelength Accuracy	N=32	$\Delta\lambda_c$	-0.12	+0.12	nm	Offset from ITU grid
	N=24	$\Delta\lambda_c$	-0.10	+0.10	nm	
	N=16	$\Delta\lambda_c$	-0.06	+0.06	nm	
	N=8	$\Delta\lambda_c$	-0.03	+0.03	nm	
	N=4	$\Delta\lambda_c$	-0.02	+0.02	nm	
Insertion Loss	N=32	IL		7.00	dB	Measured at peak transmission. Measured as 1xN and Nx1 (input (N/2 + 1) to Outputs 1 - N And inputs 1 - N to output (N/2 + 1)
	N=24	IL		6.50	dB	
	N=16	IL		6.00	dB	
	N=8	IL		5.00	dB	
	N=4	IL		5.00	dB	
Insertion Loss Uniformity	N=32	Δ IL		3.00	dB	Any one input to all outputs
	N=24	Δ IL		2.50	dB	
	N=16	Δ IL		2.50	dB	
	N=8	Δ IL		2.00	dB	
	N=4	Δ IL		2.00	dB	
Polarization Dependent Loss	PDL			0.40	dB	Measured at ITU grid frequency
1dB Passband	δ 1dB	0.20			nm	Measure 1dB down from min IL
3dB Passband	δ 3dB	0.40			nm	Measure 1dB down from min IL
Adjacent Channel Crosstalk	AX			-25.00	dB	At ITU grid frequency
Non-Adjacent Channel Crosstalk	NX			-30.00	dB	At each ITU grid frequency
Total Crosstalk	TX			-22.00	dB	At ITU grid frequency, cumulative sum of all AX and NX
Return Loss	RL	40.00	45.00		dB	

PHYSICAL DIMENSIONS AND MECHANICAL SPECIFICATIONS

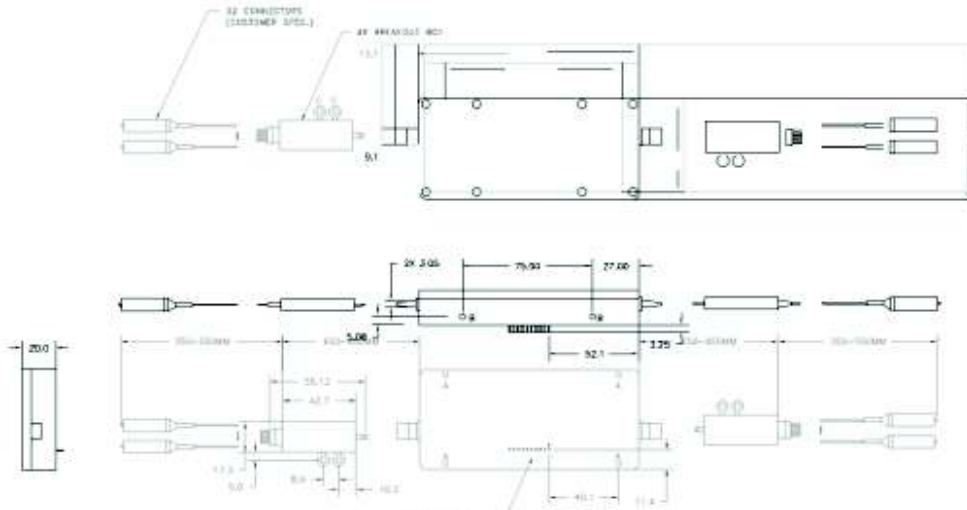


TABLE A: AWG PIN-OUTS OPTIONS

Pin	RTD	Thermistor	ITC
1	Heater +	Heater +	N.C.
2	Heater -	Heater -	+5V
3	RTD1 B1	N.C.	+5V
4	RTD1 B2	Thermistor1	Ready
5	RTD 1 A	Thermistor1	Error / Alarm
6	N.C.	N.C.	Reset / Enable
7	RTD2 A	Thermistor2	TX
8	RTD2 B1	Thermistor2	GND
9	RTD2 B2	N.C.	RX
10	N.C.	N.C.	GND

For more information
visit www.enablence.com

©2010 Enablence Technologies Inc. The information presented is subject to change without notice. Enablence Technologies Inc. assumes no responsibility for changes or inaccuracies contained herein. Copyright © 2010 Enablence Technologies Inc. All rights reserved.

ANEXO X

Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg para el análisis del bandwidth y FWHM en función de la variación de la longitud de la red de difracción

X.1 Variación del *Bandwidth* y anchura de la banda total a mitad del máximo (FWHM) en función de la variación de la amplitud de la modulación (Δn) y la longitud de la red de difracción (L) constante en un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme.

Tabla X. 1 Valores de L y n para simulaciones adicionales

L [mm]	Δn
5	1×10^{-4}
7	1.5×10^{-4}
11	2×10^{-4}
13	2.5×10^{-4}
15	2.5×10^{-4}

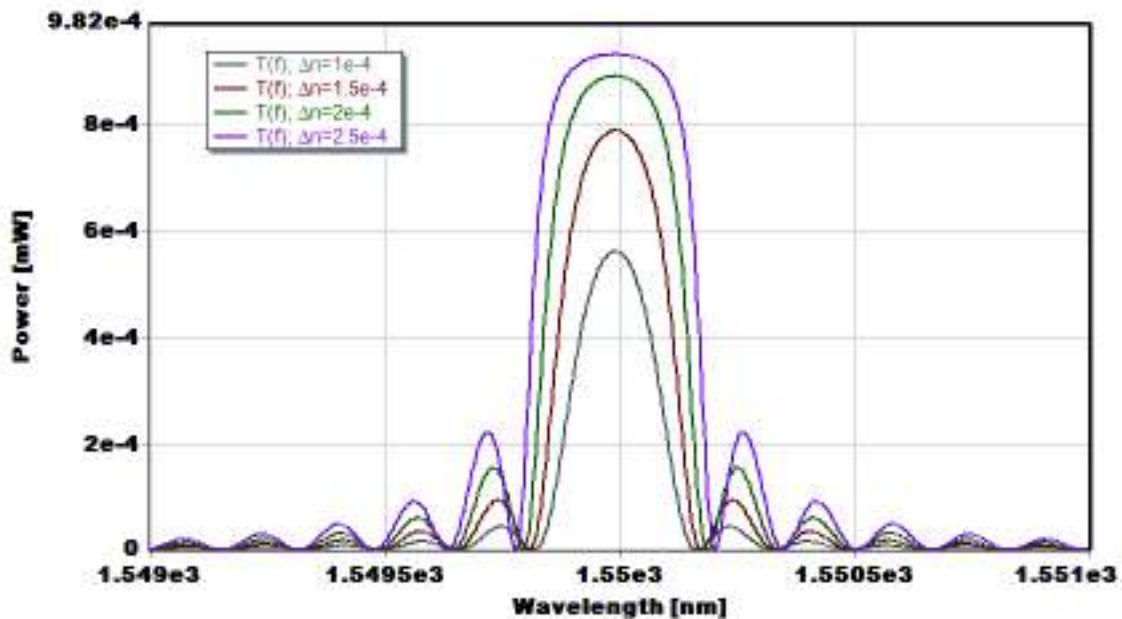


Figura X. 1 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $L=5$ mm

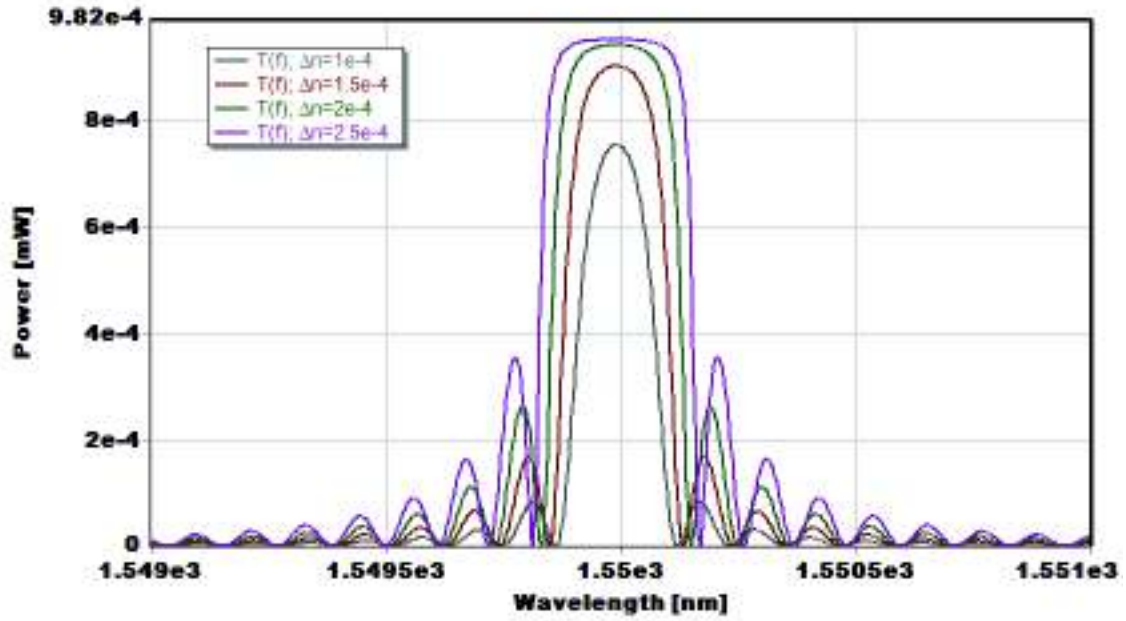


Figura X. 2 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $L=7$ mm

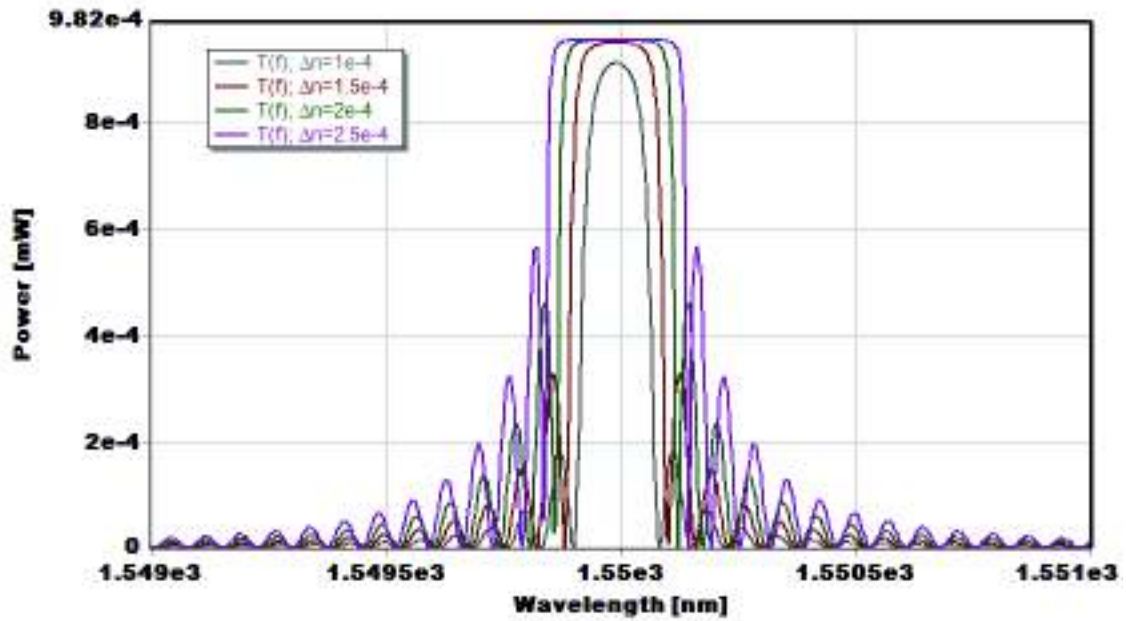


Figura X. 3 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $L=11$ mm

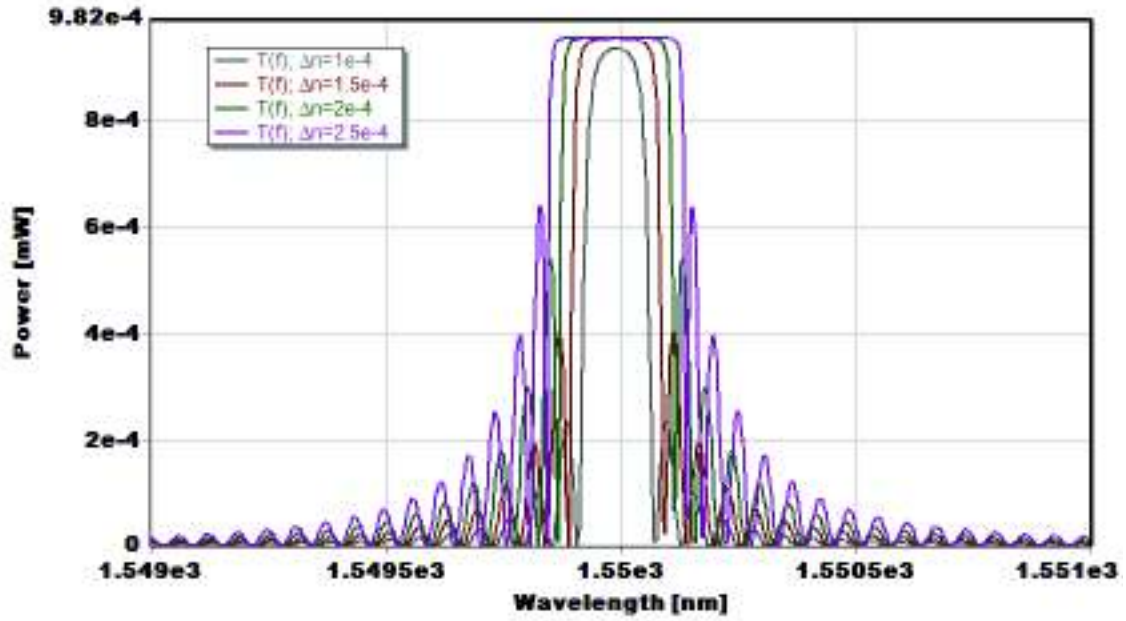


Figura X. 4 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $L=13$ mm

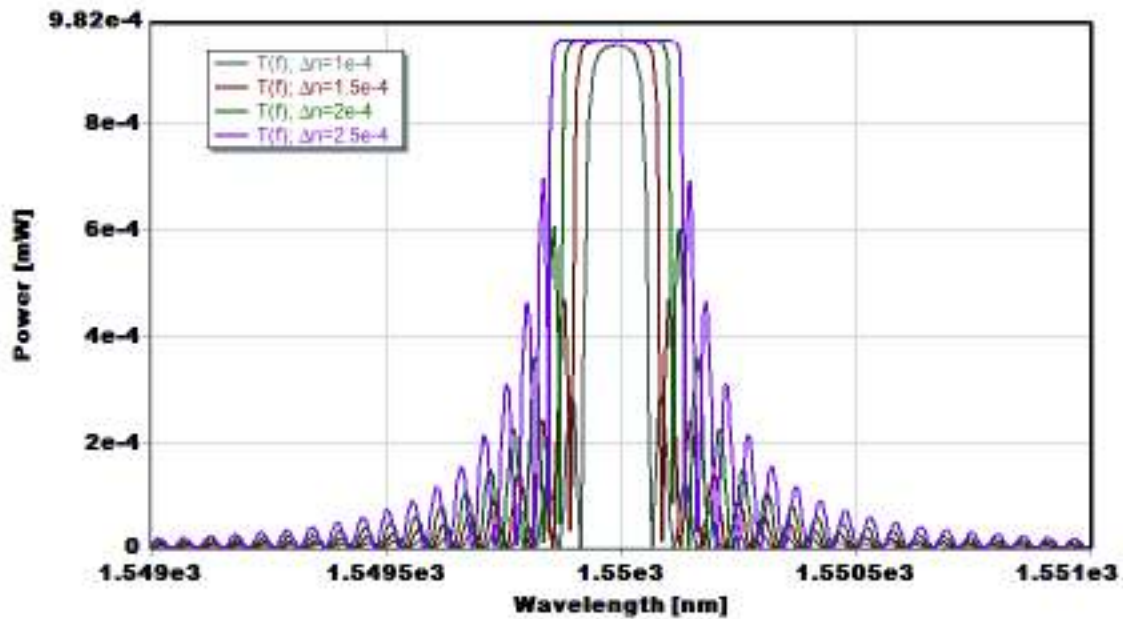


Figura X. 5 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $L=15$ mm

X.2 Variación del *Bandwidth* y *FWHM* en función de la variación de la longitud de la red de difracción y Δn constante

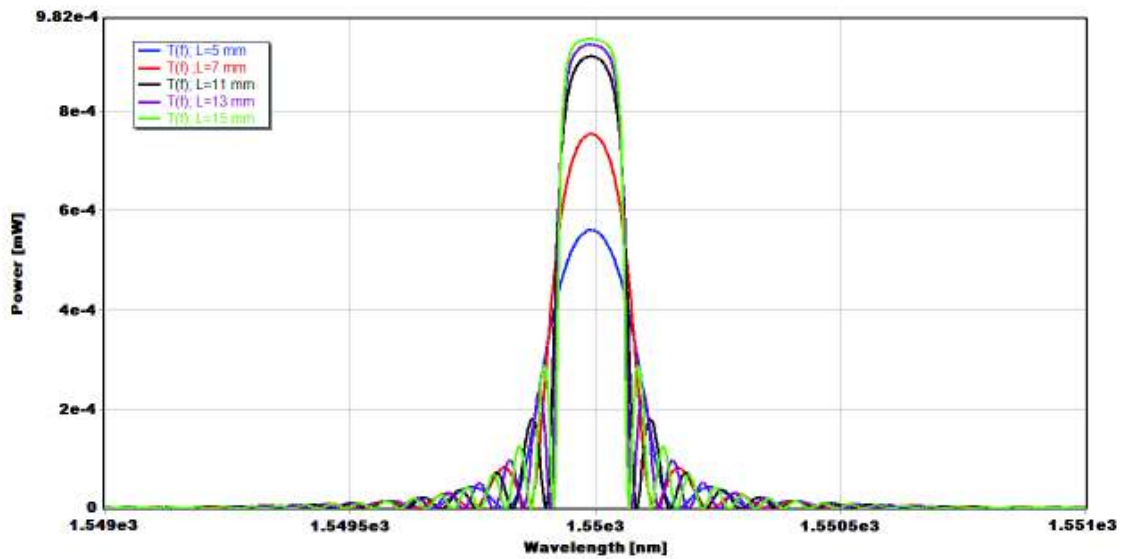


Figura X. 6 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $\Delta n = 1 \times 10^{-4}$

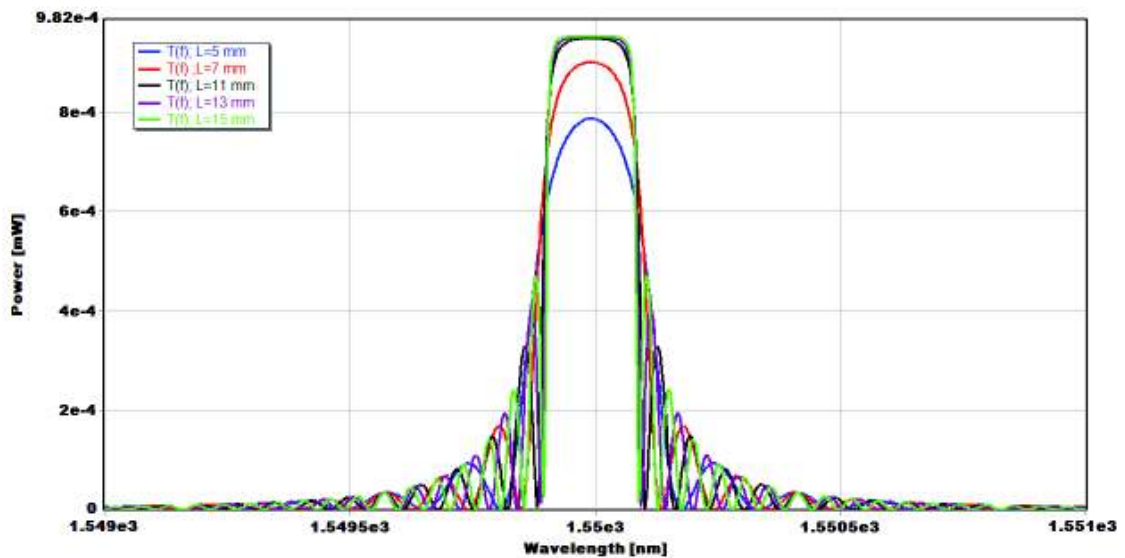


Figura X. 7 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $\Delta n = 1.5 \times 10^{-4}$

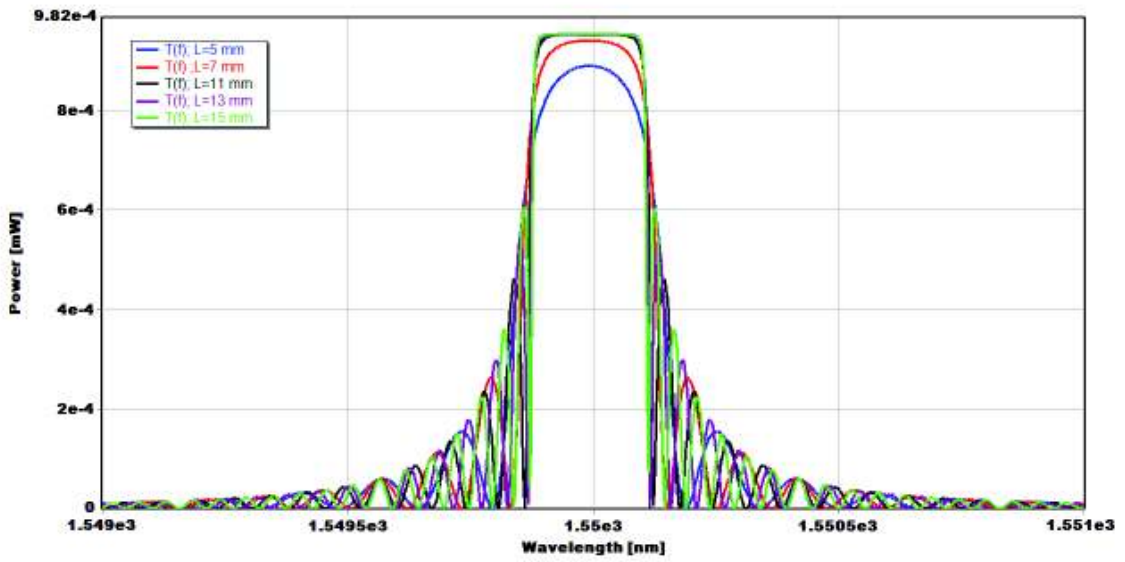


Figura X. 8 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $\Delta n = 2 \times 10^{-4}$

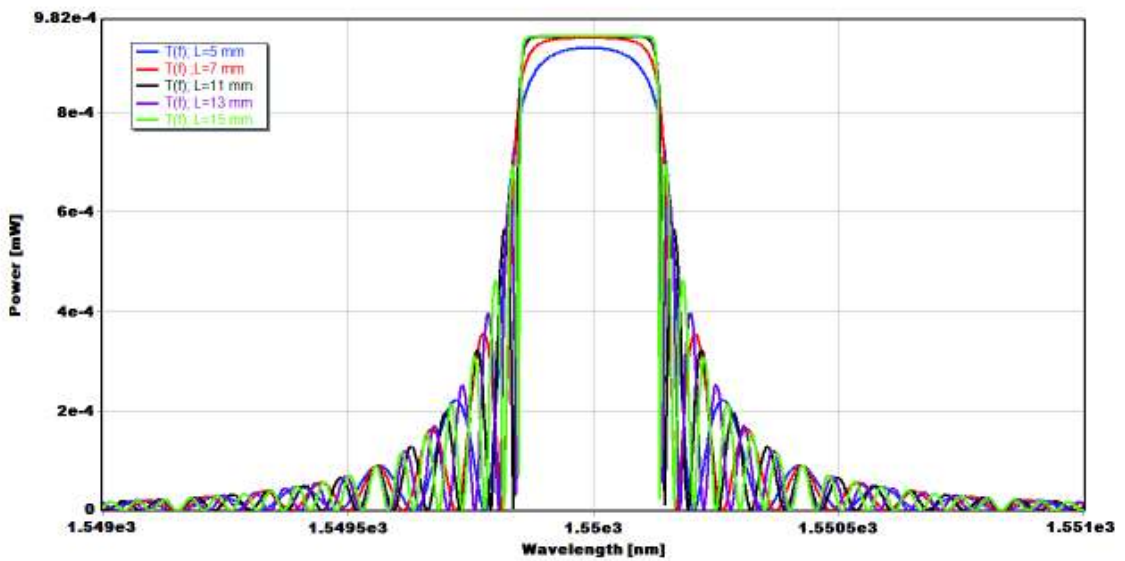


Figura X. 9 Función de transferencia de un filtro basado en redes de difracción de Bragg uniforme con $\Delta n = 2.5 \times 10^{-4}$

Anexo XI

Simulaciones adicionales de los filtros basados en redes de difracción de Bragg para el análisis de los lóbulos laterales de la respuesta espectral

XI.1 Nivel de lóbulos laterales en las diferentes funciones de apodización, con variación de la longitud de la red de difracción y $\Delta n = 2 \times 10^{-4}$

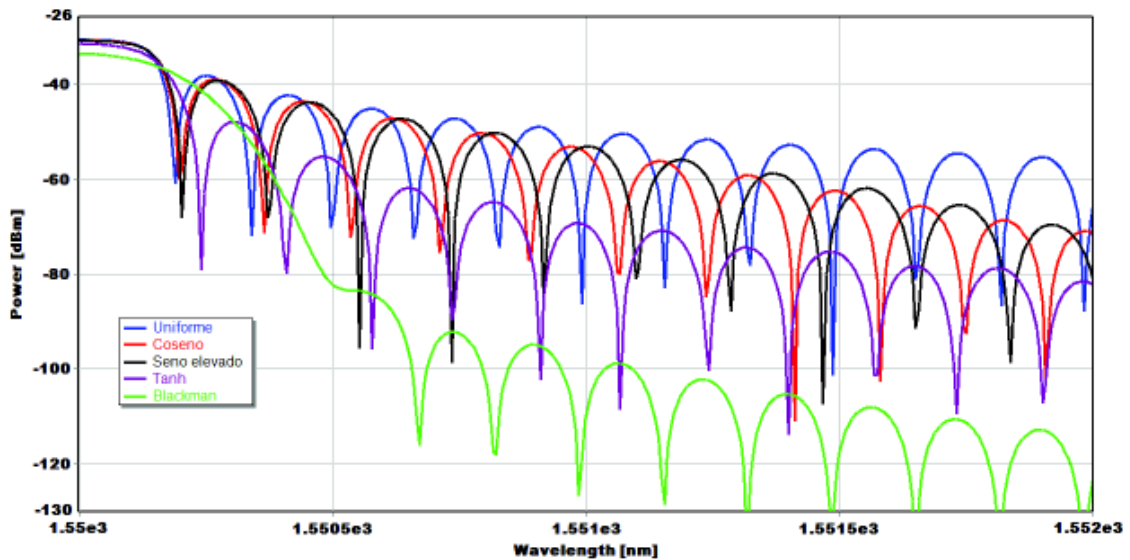


Figura XI. 1 Niveles de lóbulos laterales para filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizados con L=5 mm

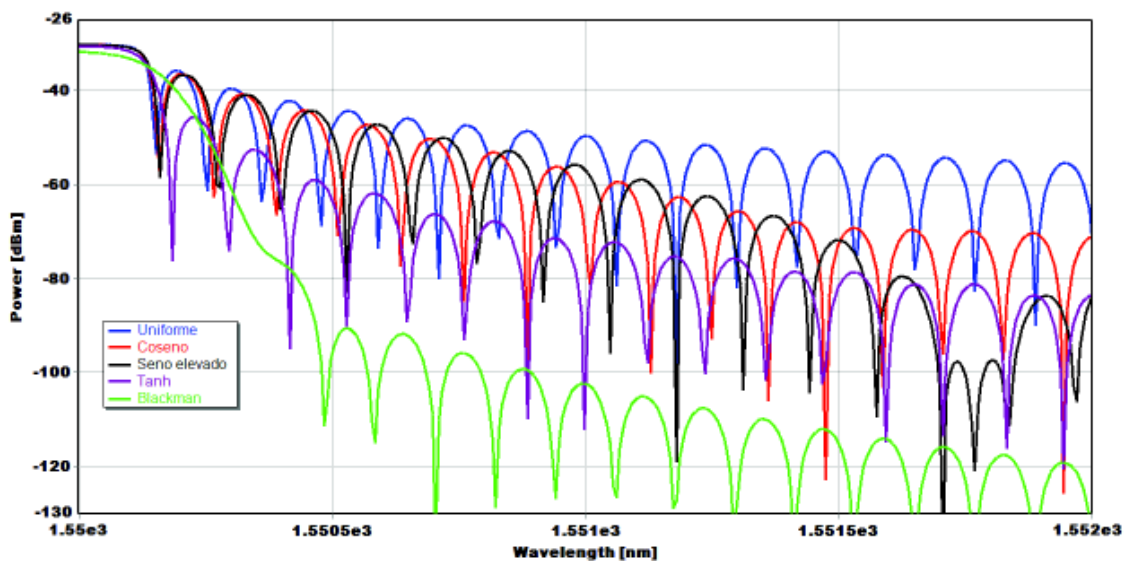


Figura XI. 2 Niveles de lóbulos laterales para filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizados con L=7 mm

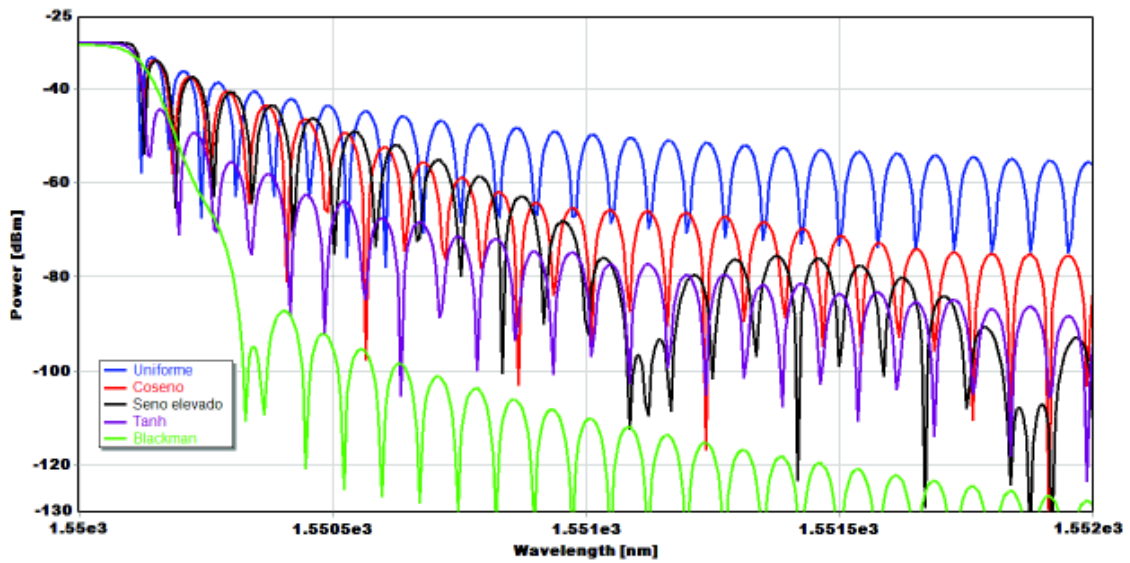


Figura XI. 3 Niveles de lóbulos laterales para filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizados con L=11 mm

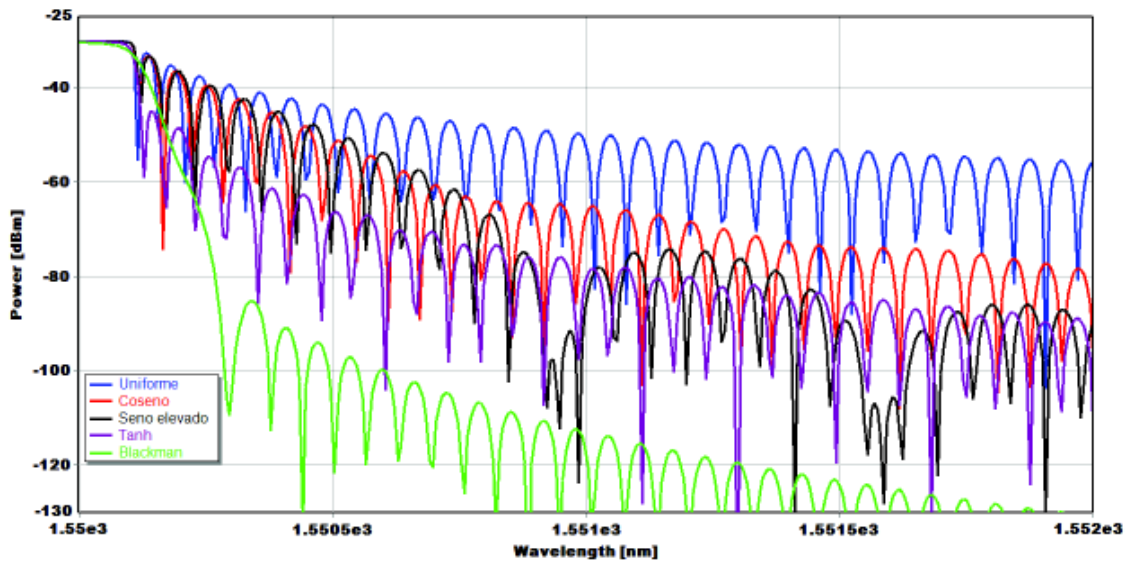


Figura XI. 4 Niveles de lóbulos laterales para filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizados con L=13mm

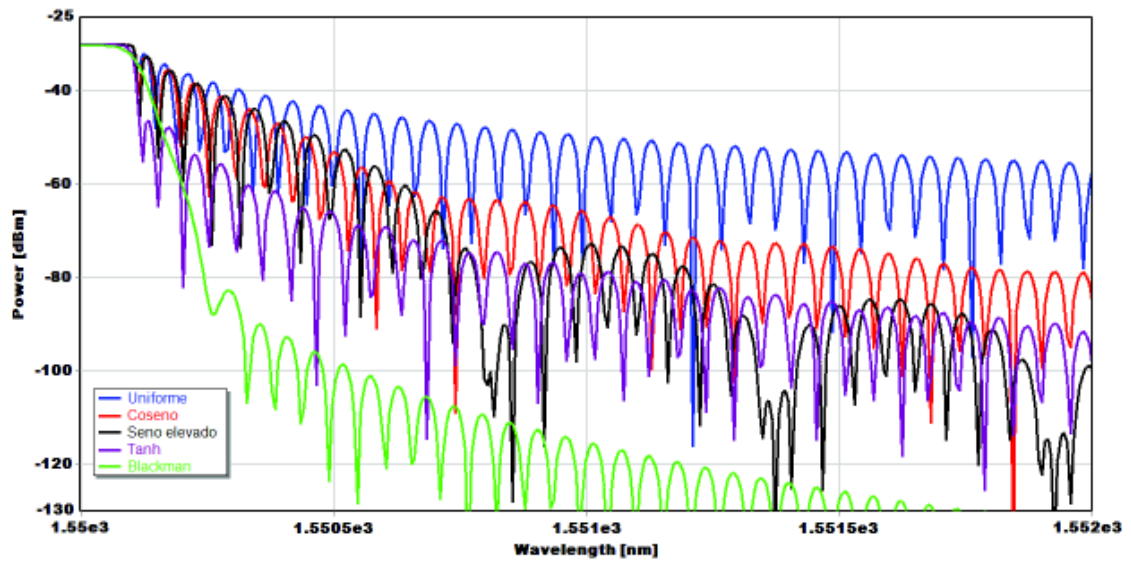


Figura XI. 5 Niveles de lóbulos laterales para filtros basados en redes de difracción de Bragg apodizados con $L=15$ mm

Anexo XII

Simulaciones adicionales del filtro AOTF para el análisis de la resolución espectral, la frecuencia acústica y la longitud de interacción acusto-óptica

XII.1 Funciones de transferencia del filtro AOTF es función de la variación de la longitud de la interacción acusto-óptica.

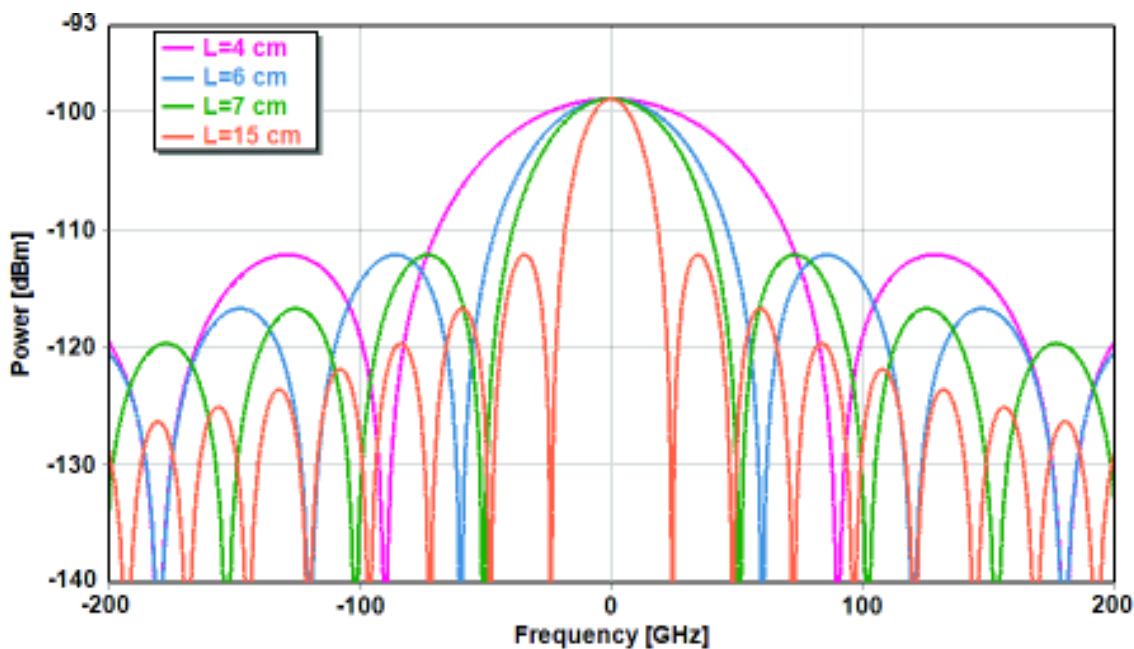


Figura XII. 1 Función de transferencia del filtro AOTF con $\lambda=1500$ nm y $f=185$ MHz

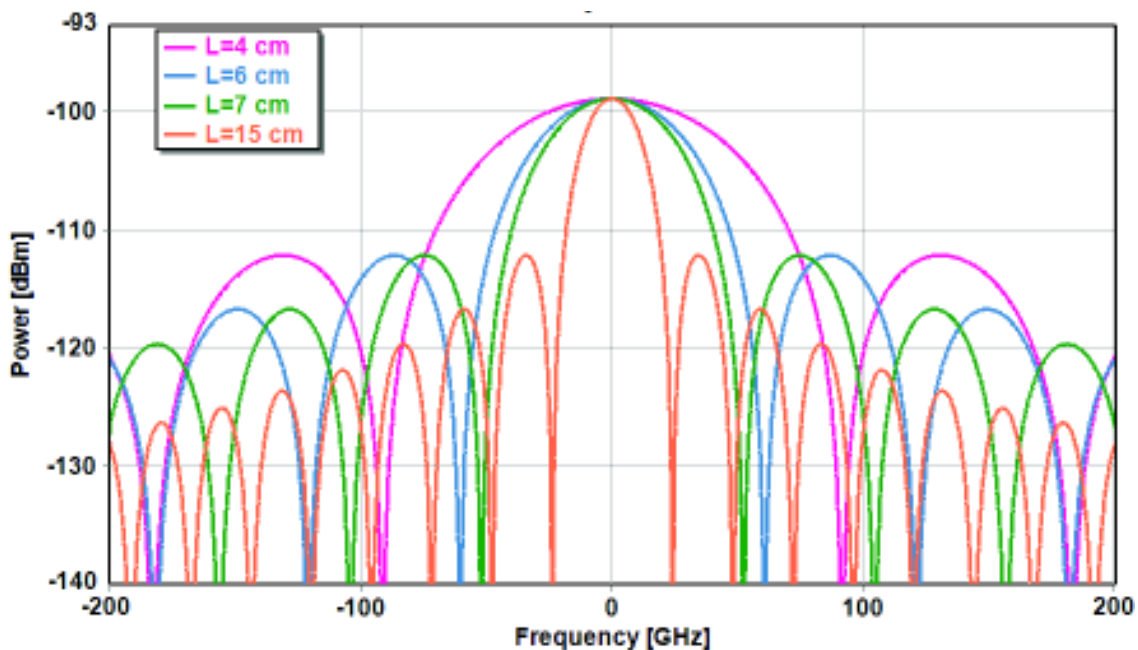


Figura XII. 2 Función de transferencia del filtro AOTF con $\lambda=1550$ nm y $f=179.03$ MHz

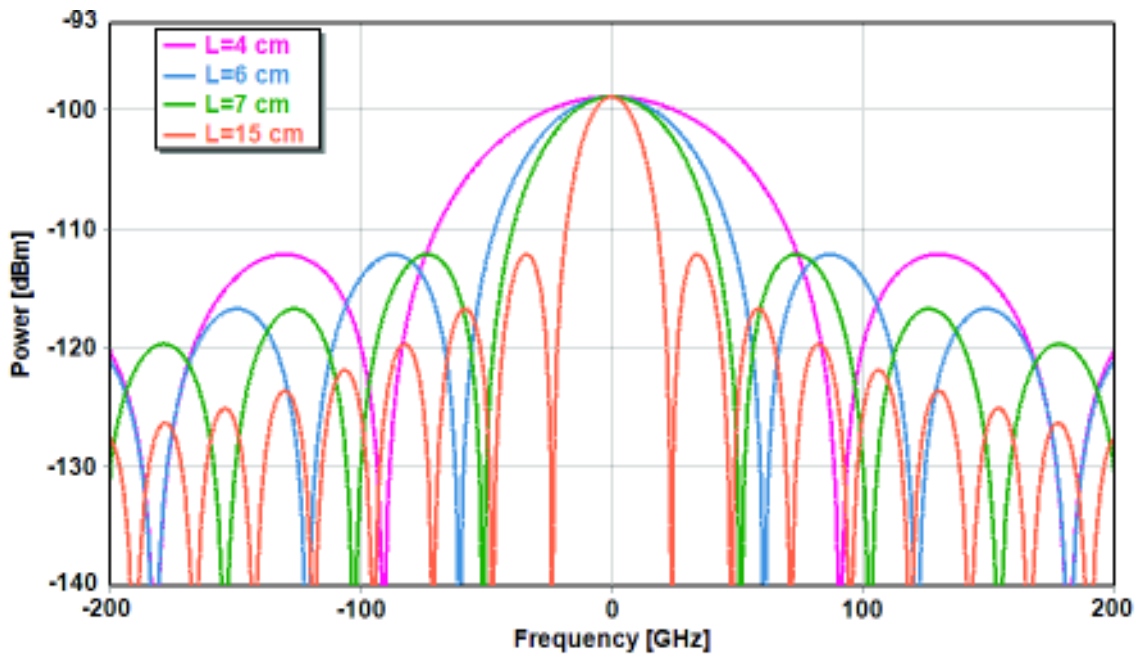


Figura XII. 3 Función de transferencia del filtro AOTF con $\lambda=1600$ nm y $f=173.43$ MHz

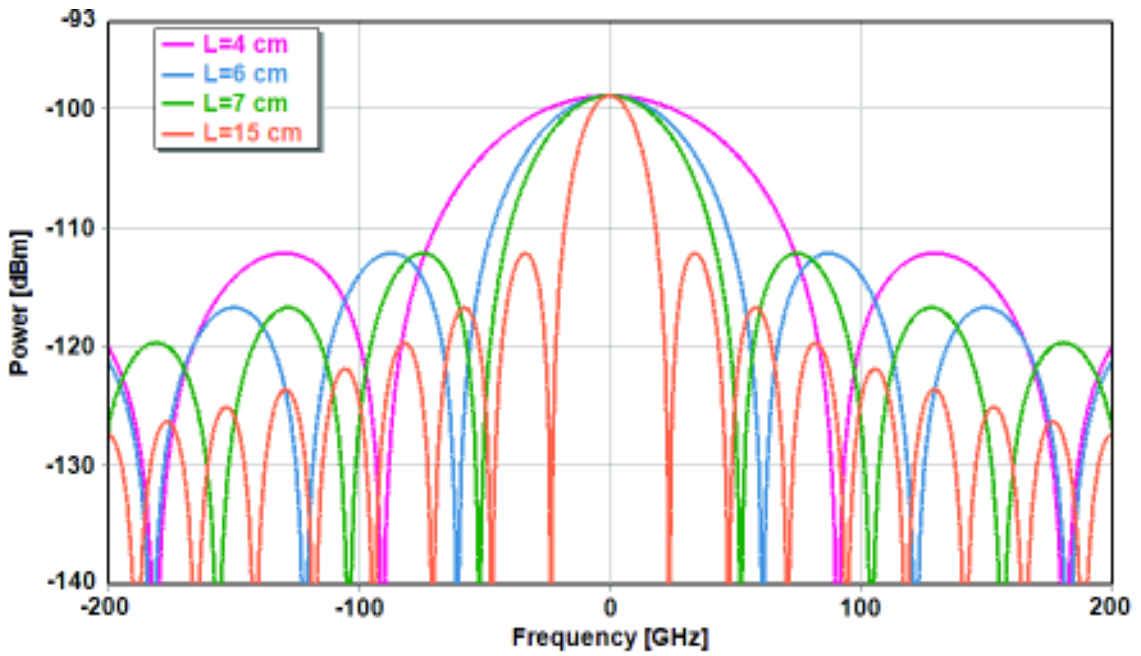


Figura XII. 4 Función de transferencia del filtro AOTF con $\lambda=1650$ nm y $f=168.18$ MHz

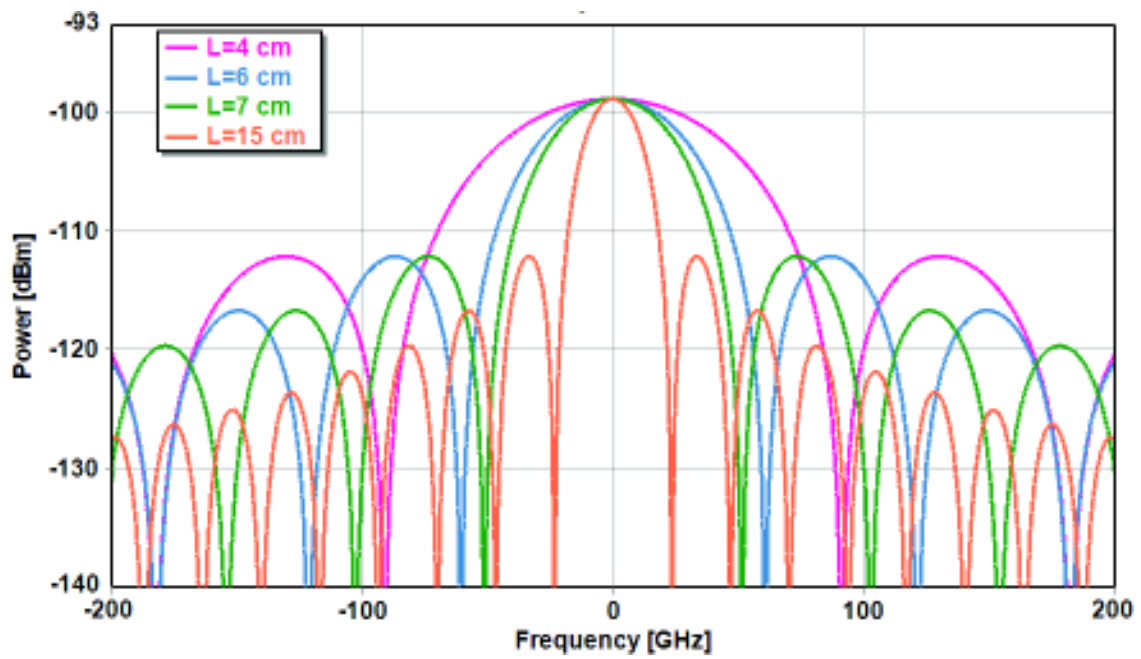


Figura XII. 5 Función de transferencia del filtro AOTF con $\lambda=1700$ nm y $f=163.23$ MHz

ORDEN DE EMPASTADO