



**INAOE**

**Filtro fotónico tipo Sagnac con  
respuesta en el rango de las  
microondas, y su aplicación en  
sistemas de telecomunicaciones.**

Por

**Paúl Alonso Rubio Quintero.**

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el  
grado de

**Maestro en ciencias en la especialidad de  
electrónica.**

En el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y  
Electrónica.**

Octubre 2009.

Tonantzintla, Puebla.

Supervisada por:

**Dr. Ignacio Enrique Zaldívar Huerta, INAOE**

**Dr. Jorge Rodríguez Asomoza, UDLAP**

©INAOE 2009

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir  
y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en  
partes.





# Resumen.

En este trabajo de tesis se presenta el estudio teórico de un filtro fotonico de microondas basado en el arreglo tipo Sagnac, así como su desarrollo experimental y su aplicación en sistemas de telecomunicaciones ópticas. Donde a través de un análisis del flujo de señales propagándose en el sistema, se determina la respuesta en frecuencia del filtro. Para esto, el presente trabajo está organizado en un conjunto de 5 capítulos, los cuales se describen a continuación:

En el capítulo 1, se presenta la situación actual de los sistemas de telecomunicaciones ópticos, así como algunas de las ventajas que presentan éstos, sobre otros sistemas. Posteriormente se describe el estado del arte de los sistemas utilizados para el filtrado fotónico, resaltando los sistemas que utilizan la técnica de interferencia de señales ópticas. Finalmente, se enuncia el objetivo de este trabajo de tesis.

Posteriormente, en el capítulo 2 se muestra la teoría de operación de los principales dispositivos que conforman el filtro fotónico, como son: las fuentes ópticas semiconductoras tipo láser DFB, aisladores y acopladores ópticos, controladores de polarización ópticos, moduladores electro-ópticos (EOM) de fase en óptica integrada, así como la base teórica del interferómetro de Sagnac.

El análisis teórico que explica el comportamiento en la frecuencia del filtro fotónico, se presenta en el capítulo 3. Donde se muestra inicialmente la configuración del filtro fotónico basado en el lazo Sagnac, seguido del análisis del flujo de las señales ópticas a través de los dispositivos que

conforman el sistema. Posteriormente se analiza la influencia del retardo de fase inducido debido al acoplamiento de velocidades de las señales ópticas y eléctricas al circular por el EOM, y de esta manera se obtiene la expresión que determina la respuesta en frecuencia del filtro. El análisis desarrollado en este capítulo permite obtener el comportamiento del filtro a altas frecuencias.

En el capítulo 4, se presenta la implementación de esquemas de filtros fotónicos utilizando diferentes longitudes del lazo Sagnac ( $L_1$  y  $L_2$ ). Aquí mismo se propone y se lleva a cabo una aplicación del filtro fotónico al realizar la transmisión de una señal banda base codificada en una señal filtrada. En un primer caso se adapta el sistema a las características espectrales de la señal banda base, y posteriormente se sintoniza la señal banda base en bandas específicas de la respuesta en frecuencia del filtro.

Por último, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones obtenidas del desarrollo final de este trabajo de tesis.

# Summary.

This thesis presents the theoretical study of a microwave photonic filter based on Sagnac loop and its application in optical telecommunication systems, where through an analysis of signals propagating in the system, determines the expression that describes the filter frequency response. For this, the present work is organized in a set of 5 chapters, which are described below:

Chapter 1 describes the current status of optical telecommunication systems, as well as some of the advantages offered by them, on other systems. Subsequently describes the state of the art of photonic filters, highlighting the technical systems using optical signal interference. Finally, it describes the objective of this thesis work.

The next chapter shows the operation principles of the main devices that form the photonic filter, such as: DFB laser, isolators and optical couplers, polarization controllers, electro-optic phase modulator (EOM), well as the theoretical basis of the Sagnac interferometer.

The theoretical analysis which explains the behavior of photonic filter in frequency is presented in Chapter 3. In the first section presents the configuration of the photonic filter based on Sagnac loop, followed by analysis of optical signals flow through the system. In the second point, the induced phase retardation is analyzed, which is due to the coupling of electro-optical signals velocities in the EOM, as a result the final expression that determines the filter behavior in high frequencies.

Chapter 4 presents an implementation of photonic filter scheme using different Sagnac loop lengths ( $L_1$  and  $L_2$ ). Similarly a potential application of photonic filter in optical communication system is proposed, using two different schemes that allow the transmission of a baseband signal through 28 Km of standard single mode fiber. The first scheme allows adapting the system to the spectral characteristics of base band signal. In the second scheme is tuned the baseband signal in specific bands of the filter response.

Finally, the chapter 5 presents the conclusions of this thesis work.

# Agradecimientos.

- Al **Dr. Ignacio Enrique Zaldívar Huerta** y **Dr. Jorge Rodríguez Asomoza** por su dedicación, paciencia y buenos consejos, para la realización de este trabajo de tesis.
- Al **jurado de examen**, por sus revisiones y comentarios a buena hora.
- A toda **mi familia** por su gran apoyo en todo momento.
- A **todos mis amigos, novia y compañeros de maestría**, por su ayuda y muy buenos momentos.
- Al **INAOE** por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado en esta institución.
- A la **UDLAP** por permitirme hacer las pruebas experimentales en el laboratorio de óptica.
- Al **CONACYT** por el apoyo económico otorgado durante la maestría.



# Dedicatorias.

*A mis padres:*

**Víctor M. y Sofía.**

*A mis hermanos:*

**Roxana, César I. y Víctor M.**

*A mi novia:*

**Georgina.**



# Índice general.

Resumen.....	I
Summary.....	III
Agradecimientos.....	V
Dedicatorias.....	VII
Índice.....	IX

## Capítulo 1.

1.- Filtros fotónicos.....	13
1.1 Sistemas de comunicación ópticos.....	13
1.2 Estado del arte de los filtros de microondas fotónicos. ....	17
1.3 Objetivo del trabajo de tesis. ....	21
Resumen.....	22
Referencias. ....	23

## Capítulo 2.

2.- Fundamentos teóricos. ....	25
2.1 Introducción.....	25
2.2 Fuente óptica láser.....	25
2.2.1 Fuente Láser Fabry-Perot (FP).....	27
2.3 Aislador Óptico.....	29
2.4 Acoplador Óptico 50:50.....	30
2.5 Controlador de polarización.....	32
2.6 Modulador electro-óptico de fase.....	33

2.7	Interferómetro de Sagnac.....	39
	Resumen.....	40
	Referencias.....	41

### **Capítulo 3.**

3.-	Análisis teórico del sistema.....	43
3.1	Introducción.....	43
3.2	Análisis de propagación de ondas en el sistema.....	43
3.3	Influencia del retardo de fase inducido en la respuesta en frecuencia del sistema.....	48
	Resumen.....	52
	Referencias.....	53

### **Capítulo 4.**

4.-	Resultados experimentales.....	55
4.1	Introducción.....	55
4.2	Caracterización de dispositivos que conforman el sistema filtro fotónico.....	55
4.2.1	Caracterización de la fuente óptica.....	56
4.2.2	Medición del BW de los amplificadores eléctricos.....	58
4.2.3	Medición del voltaje de media onda.....	59
4.3	Resultados experimentales del sistema filtro fotónico.....	60
4.4	Aplicación potencial del sistema estudiado.....	65
4.4.1	Transmisión en la ventana ubicada a 68 MHz.....	65
4.4.2	Transmisión en la ventana ubicada a 408 MHz.....	68
4.4.3	Transmisión en la ventana ubicada a 680 MHz.....	71
	Resumen.....	73

## **Capítulo 5.**

5.- Conclusiones.....	75
-----------------------	----

## **Apéndices**

A.- Herramienta en Matlab.....	77
--------------------------------	----

B.- Trabajos derivados.....	83
-----------------------------	----

Lista de figuras.....	89
-----------------------	----

Lista de tablas.....	93
----------------------	----



# Capítulo 1

## Filtros fotónicos.

### 1.1- Sistemas de comunicaciones ópticos.

Los sistemas de comunicaciones ópticos, han evolucionado exponencialmente en los últimos tiempos debido a su capacidad de transmisión de grandes volúmenes de datos a mayor distancia y gran velocidad. En este sentido, se han desarrollado nuevas topologías que permiten aprovechar al máximo estos sistemas. Ante este panorama, el desarrollo de aplicaciones de sistemas basados en el uso de fibra óptica comprende un espacio considerable en el área tecnológica actual como se ilustra en la figura 1.1.

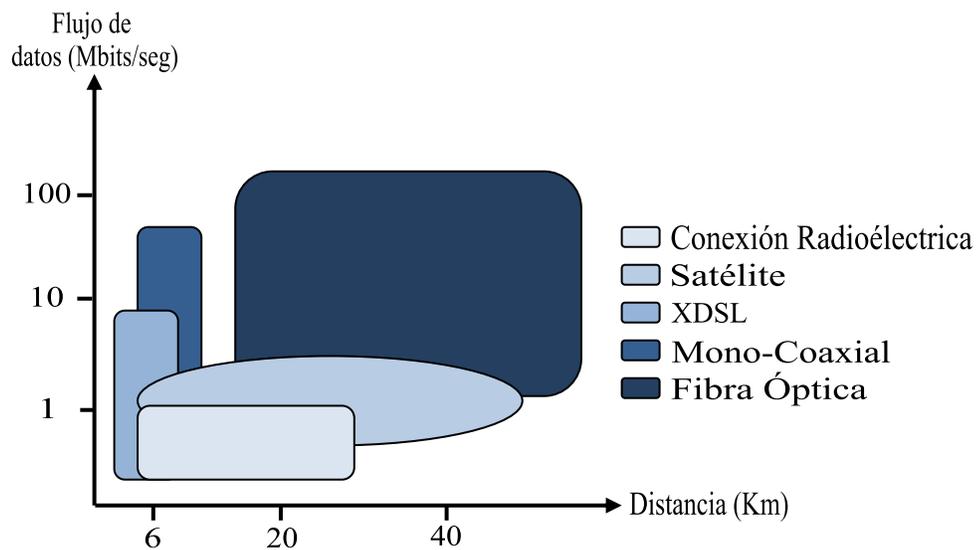


Fig. 1.1 Áreas de aplicación de las tecnologías de comunicaciones [1].

Como se observa en esta figura, las aplicaciones de fibra óptica en los sistemas de comunicación sobresale sobre de otras tecnologías debido a sus ventajas sobre sistemas netamente eléctricos. En ese sentido, las principales ventajas que se pueden citar son las siguientes [2, 3]:

- ✓ Inmunidad a interferencia electromagnética (EMI).
- ✓ Dimensiones y peso reducido.
- ✓ Compatibilidad con sistemas digitales y analógicos.
- ✓ Gran ancho de banda y bajas pérdidas de transmisión.
- ✓ Mayor seguridad en la transmisión de información.
- ✓ Aislamiento eléctrico.

Estas características hacen a los sistemas de comunicaciones a fibra óptica un excelente medio de transmisión de información, flexible y de gran capacidad. Básicamente un sistema de comunicación óptico puede ser representado por el diagrama a bloques mostrado en la figura 1.2 [2, 4].



*Fig. 1.2 Esquema del sistema de comunicación óptico [2, 4].*

El medio de transmisión, que en este caso es la fibra óptica, permite operar a longitudes de onda de 800, 1300 y 1550 nm llamadas comúnmente ventanas de comunicaciones ópticas, y que corresponden a las regiones de transparencia donde las pérdidas ópticas son menores. Estas regiones de mínima atenuación se muestran en la figura 1.3 [2, 3, 4].

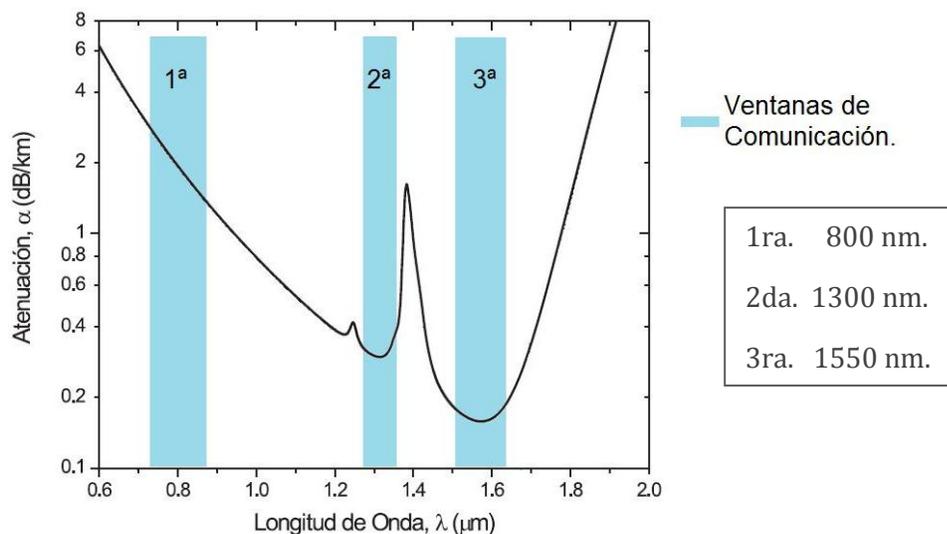


Fig. 1.3 Curva de atenuación de la fibra óptica.

La figura 1.4 muestra la asignación del espectro electromagnético utilizado por algunos sistemas de comunicaciones [5], donde se aprecia claramente que la diferencia entre estos sistemas, radica en la banda de frecuencias empleadas para la transmisión.

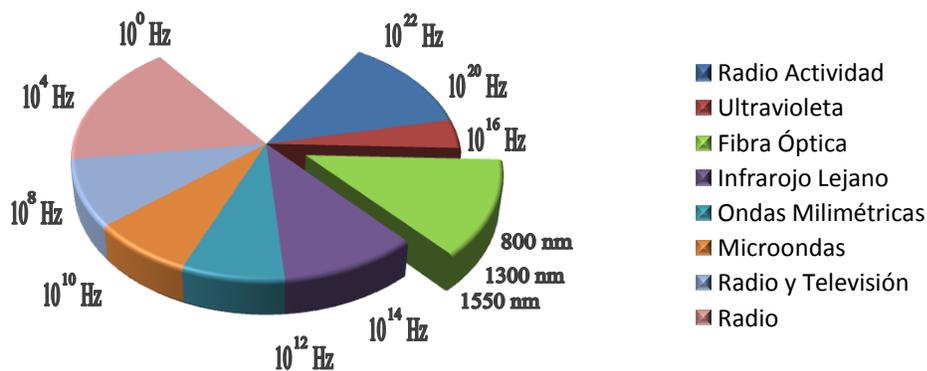
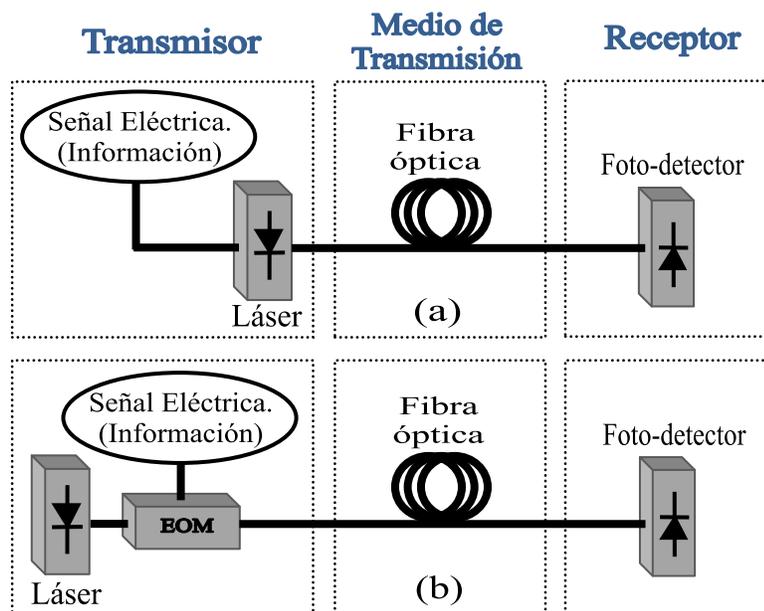


Fig. 1.4 Distribución del espectro electromagnético para los sistemas de comunicaciones [5].

En los sistemas de comunicaciones ópticas, la transmisión se realiza principalmente por medio de procesos de modulación directa o externa. La figura 1.5 (a) muestra el caso de modulación directa donde este proceso se realiza directamente sobre la fuente óptica; esta técnica es de baja complejidad, sin embargo su mayor desventaja es su limitación a bajas frecuencias. El proceso de modulación externa, figura 1.5 (b), se lleva a cabo mediante el uso de un modulador electro-óptico (EOM) de óptica integrada. Esta técnica ofrece un mayor número de ventajas sobre la modulación directa al poder operar en un mayor ancho de banda (limitado solo por las características del EOM), operar a frecuencias en el rango de las microondas, eliminar prácticamente los problemas de fluctuación en amplitud y frecuencia (efecto chirp) de la fuente óptica, entre otros.



*Fig. 1.5 Esquemas de modulación en un sistema de comunicaciones óptico:  
(a) Modulación directa, (b) Modulación externa.*

Ante este panorama, actualmente existe un gran desarrollo en los diferentes componentes que conforman un sistema de comunicaciones óptico, como

son: foto-detectores, fuentes ópticas, fibras ópticas, moduladores electro-ópticos, entre otros. Estos dispositivos en conjunto, permiten la generación de nuevos esquemas para procesamiento y transmisión de información en el rango de las frecuencias microondas. En particular, uno de estos esquemas son los filtros fotónicos, los cuales permiten el proceso de filtrado equivalente al de los filtros electrónicos de microondas convencionales. Los filtros fotónicos tienen aplicaciones en redes de sistemas de comunicación, tales como [8]:

- ✓ WLAN (Wireless Local Area Network).
- ✓ WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).
- ✓ Sistemas de distribución local multipunto (LMDS, Local Multipoint Distribution Service).
- ✓ Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS, Universal Mobile Telecommunications System).
- ✓ Sistemas de Radio a Fibra óptica (RoF).
- ✓ Sistemas de radar y navegación.

## **1.2- Estado del arte de los filtros de microondas fotónicos.**

En esta sección se presenta una revisión al estado del arte concerniente a esquemas de filtros fotónicos de los últimos años, analizando los más significativos. Esto permitirá ubicar su importancia, desarrollo y aplicaciones. La tabla 1 lista algunos trabajos realizados en esta área de investigación, clasificados en orden cronológico, nivel de complejidad y la técnica utilizada. Por complejidad se entenderá el proceso tecnológico utilizado para la realización del filtro. En particular, se observa que el hecho de utilizar rejillas de Bragg en fibra óptica (FBG's) para la realización del filtro se vuelve complejo, debido a que la obtención de las rejillas se realiza a través de varios procesos tecnológicos. En la mayoría de estos procesos se

hace incidir un patrón de interferencia que proviene de una fuente intensa de luz UV, generando así un grabado periódico de placas o películas con dos índices de refracción dentro del núcleo de una fibra óptica monomodo [9]. Como resultado, se produce dentro la de fibra un patrón interferométrico de señales transmitidas y reflejadas, trabajando de esta forma como un filtro interferencial multicapa.

*Tabla 1 Trabajos propuestos para el filtrado fotónico.*

<b>Propuesto por</b>	<b>Año</b>	<b>Complejidad</b>	<b>Técnica empleada</b>	<b>Comentarios</b>
Shenping Li et al. [10]	2000	Alta	Reflexión de señales ópticas.	Dificultad en fabricar rejillas de Bragg en fibra óptica (FBG's).
W. Chan et al. [11]	2004	Baja	Reflexión de señales y doble modulación.	Complejo en FBG's y resultados a baja frecuencia.
J. Mora et al. [12]	2005	Alta	Inversión de fase.	Gran número de componentes.
G. Ning et al. [13]	2005	Baja	Interferencia de señales.	Sintonizado del filtro con FBG
W. Chan et al [14]	2005	Baja	Interferencia de señales.	Respuesta del filtro a 500 MHz.
Yu Yan et al. [15]	2007	Media	Interferencia de señales.	Gran número de componentes, y fabricación de FBG's.
G. Ning et al. [16]	2007	Baja	Interferencia de señales.	Respuesta del filtro a 500 MHz.
Yan Gao et al. [17]	2007	Baja	Interferencia de señales.	Respuesta del filtro a 300 MHz.
X. Yi et al. [18]	2009	Media	Reflexión de señales.	FBG's y respuesta del filtro débil.

El esquema del filtro fónico propuesto por Shenping Li et al. [10] es mostrado en la figura 1.6 (a), y está basado en la técnica de reflexión de señales ópticas por medio de rejillas de Bragg en fibra óptica (FBG's). La figura 1.6 (b) corresponde a la respuesta en frecuencia del filtro la cual está

formada por una serie de ventanas del tipo pasa-bandas o lóbulos en el rango de 1 a 50 MHz. Los autores reportan que para poder sintonizar el filtro, es necesario realizar modificaciones en el arreglo periódico de la rejilla de Bragg insertada en el núcleo de la fibra óptica, siendo este proceso de alta complejidad.

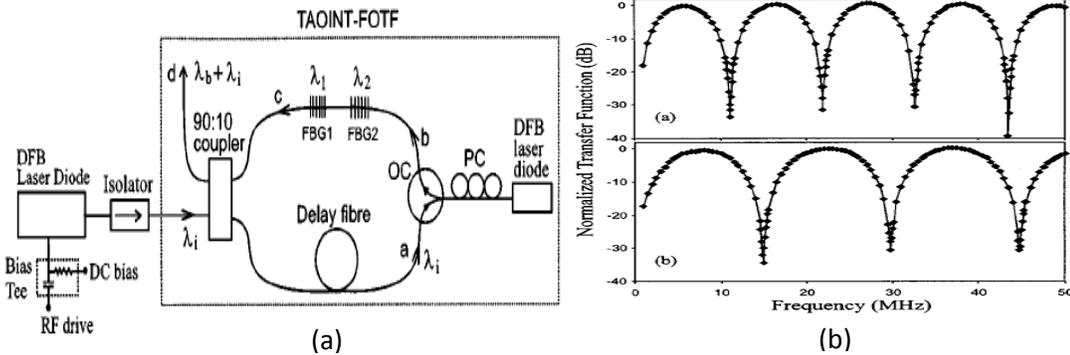


Fig. 1.6 Filtro fotónico propuesto por Shenping Li et al. [10]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.

El modelo de W. Chan et al. [14], está basado en un lazo Sagnac como se muestra en la fig. 1.7 (a), y cuyo principio de operación utiliza el principio de interferencia de señales ópticas. Básicamente, una unidad de polarización óptica ( $\varphi_{bias}$ ) y un EOM de fase posicionado asimétricamente dentro del lazo, generan una respuesta en frecuencia como la ilustrada en la fig. 1.7 (b), y que es función de las longitudes  $L_1$  y  $L_2$  utilizadas. Observándose en este caso, una extensión en el rango de frecuencia de hasta 500 MHz.

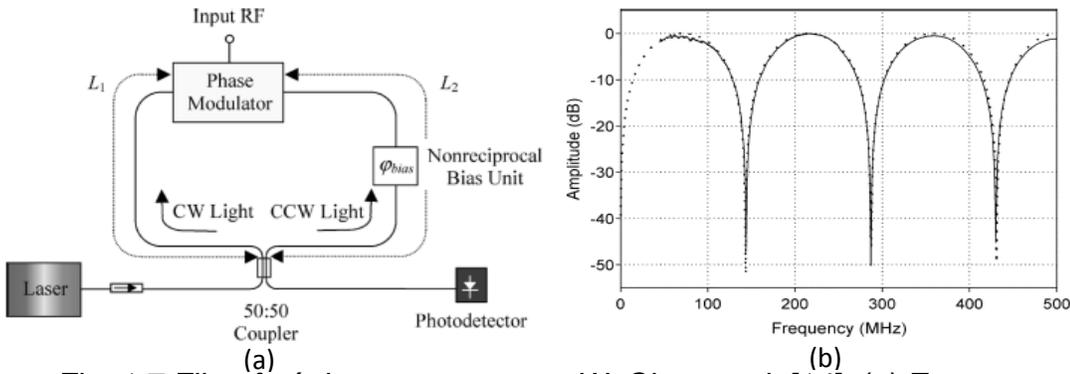


Fig. 1.7 Filtro fotónico propuesto por W. Chan et al. [14]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.

G. Ning et al. [16] reportan la implementación del filtro mostrado en la figura 1.8 (a), donde se utiliza un modulador electro-óptico de intensidad en un lazo Sagnac, como una variante al sistema propuesto por W. Chang. Los resultados obtenidos son mostrados en la figura 1.8 (b) donde se observa una “compresión” de los lóbulos en el mismo rango de frecuencia de 500 MHz.

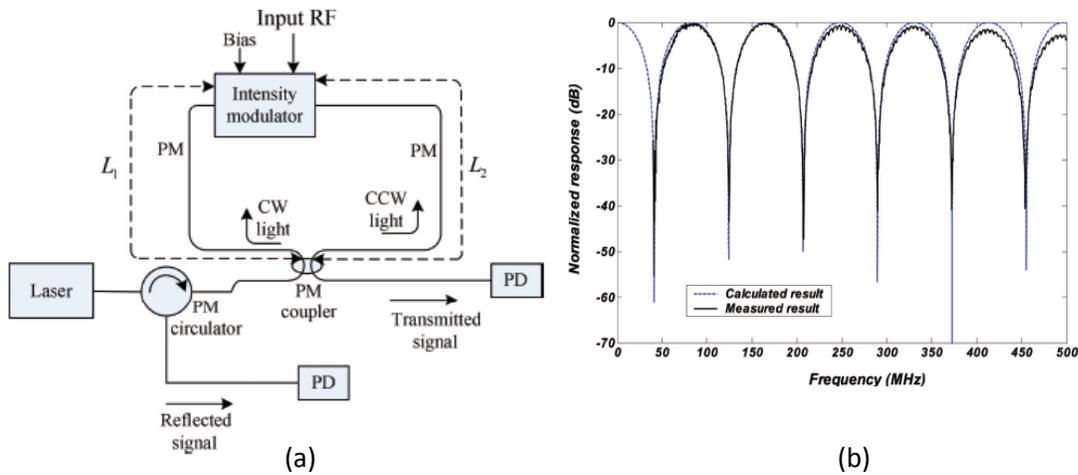


Fig. 1.8 Filtro fotónico propuesto por G. Ning et al. [16]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.

Finalmente, el esquema mostrado en la figura 1.9 (a) es el propuesto por Yan Gao et al. [17], es similar al presentado por W. Chang salvo que en este caso se utiliza un acoplador de tres puertos (3X3 coupler). La respuesta en frecuencia del filtro se muestra en la figura 1.9 (b), observándose nuevamente la “compresión” de los lóbulos.

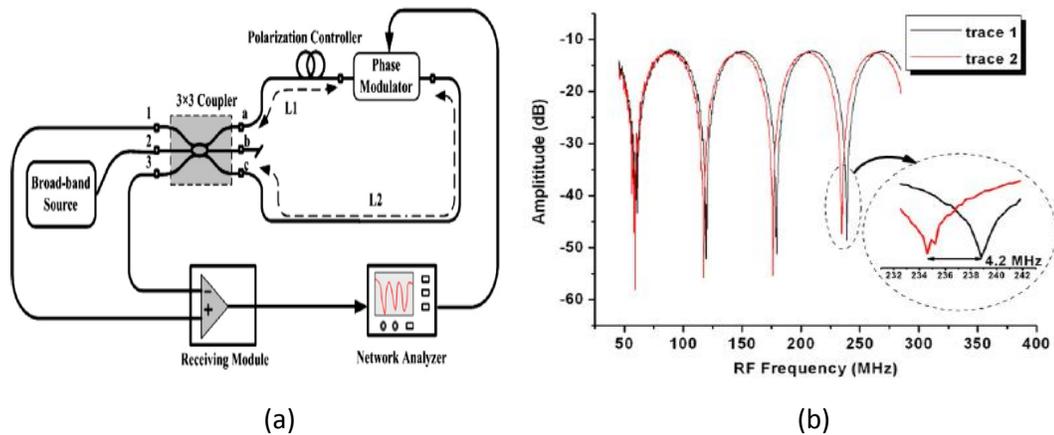


Fig. 1.9 Trabajo propuesto por Yan Gao et al. [17]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.

En resumen, se tiene que los sistemas enfocados para la realización de un filtro fotónico, dependen principalmente de las técnicas utilizadas para implementarlo, siendo: la reflexión de señales ópticas por medio de FBG's (rejillas de Bragg en fibra óptica), y la interferencia de señales que circulan por la fibra óptica. Esta última, muestra mayores ventajas debido a que presenta un reducido número de componentes y una baja complejidad para su realización.

### 1.3- Objetivo del trabajo de tesis.

El objetivo general de este trabajo de tesis consiste en realizar un análisis teórico y experimental de un filtro fotónico basado en la técnica de interferencia de señales luminosas utilizando el esquema del lazo Sagnac. Para tal fin, se parte de los trabajos de investigación de los sistemas presentados con anterioridad, particularmente con los reportados por W. Chan et al. [14], G. Ning et al. [16] y Yan Gao et al. [17]. Estos tres trabajos presentan esquemas basados en interferencia de señales que permiten resultados teóricos y experimentales en un rango limitado de máximo 500 MHz. Bajo este enfoque, los alcances que se pretenden en este trabajo de

tesis son el de desarrollar un análisis teórico de las señales que circulan en el sistema filtro fotónico mostrado en la figura 1.10, que permita determinar el comportamiento del filtro en un margen de frecuencia mayor a los reportados en [14, 16, 17]. Finalmente, se pretende realizar con el sistema estudiado una aplicación práctica en el campo de las telecomunicaciones ópticas a gran distancia, con la transmisión de una señal en banda base codificada en una de las ventanas pasa-banda presentes en la respuesta en frecuencia del filtro fotónico.

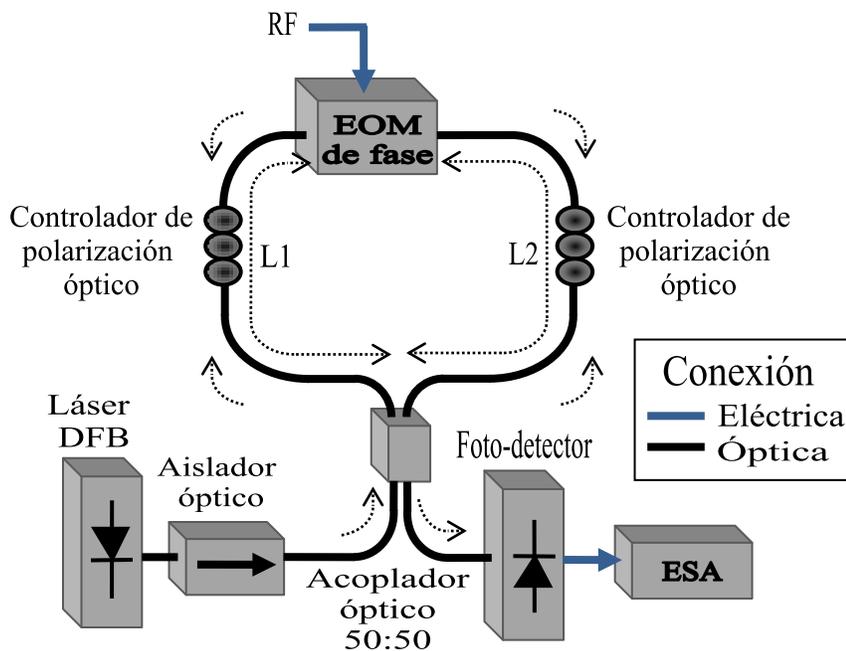


Fig. 1.10 Esquema del sistema filtro fotónico bajo estudio [14, 16, 17].

## Resumen.

En este capítulo se presentó primeramente la situación actual de los sistemas de comunicaciones ópticas, resaltando las ventajas en el uso de fibra óptica como medio de transmisión así como las características en los procesos de modulación directa y externa. Posteriormente se analizó el estado del arte de los últimos 10 años sobre esquemas utilizados para el

filtrado fotónico, Todo esto permitió ubicar los objetivos particulares que se pretenden abordar en este trabajo de tesis.

## Referencias.

- [1] D. Battu. “*Télécommunications. Principes, infrastructures et services*”. Dunod, pp. 134, Paris 1999.
- [2] G. Keiser. “*Optical fiber communications*”. McGraw-Hill, pp. 1-14, Singapore 1991.
- [3] H. Zanger, C. Zanger. “*Fiber Optics: communication and other applications*”. Mcmillan Inc., pp. 1-5, Canadá 1991.
- [4] J. Capmany, J. Martí, F. Fraile-Peláez. “*Fundamentos de comunicaciones ópticas*”. Síntesis S.A., pp. 14-20, Madrid España 1998.
- [5] J. Crisp. “*Introduction to fiber optics*”. Newnes, pp. 15-20, 2001.
- [6] J. D. Gibson. “*The communications handbook*”. CRC PRESS, pp. 590-592, Dallas Texas USA.
- [7] M. Bass, Stryland, E. W. Van. “*Fiber optics handbook: fiber, devices and systems for optical communications*”. McGraw-Hill, pp. 21-25, 2002.
- [8] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor. “*A Tutorial on Microwave Photonic Filters*”. Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, january 2006.
- [9] H. Cerecedo, L. Zenteno, G. Torres. “*Caracterización de rejillas de Bragg en fibra óptica*”. Revista mexicana de física, vol. 45, no. 4, pp. 346-369, enero 1999.
- [10] S. Li, K. Chiang, W. Gambling, Y. Liu, L. Zhang, I. Bennion. “*A novel tunable all-optical incoherent negative tap fiber optic transversal filter, based on a DFB laser diode and fiber Bragg gratings*”. IEEE Photonics Technology Letters, vol 12, no. 9, pp. 1207-1209, September 2000.

- [11] E. H. W. Chang, R. A. Minasian. "Novel all-optical RF notch filters with equivalent negative tap response." IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, no. 5, pp. 1370-1372, May 2004.
- [12] J. Mora, A. Martinez, M. Manzanedo, J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor. "Microwave photonic filters with arbitrary positive and negative coefficients using multiple phase inversion in SOA based XGM wavelength converter". Electronics Letters, vol. 41, no. 16, Aug. 2005.
- [13] G. Ning, S. Aditya, P. Shum, L. H. Cheng, Y. D. Gong, Chao Lu. "Tunable Photonic Microwave Bandpass Filter Using Phase Modulation and a Chirped Fiber Grating in a Sagnac Loop". IEEE Photonic Technology Letters, vol. 17, no. 9, pp. 1935-1937, Sept. 2005.
- [14] E. H. Chan, R. A. Minisian, "Sagnac-loop-based equivalent negative tap photonic notch filter", IEEE photonics technology letters, vol. 17, no. 8, pp. 1740-1742, Aug. 2005.
- [15] Yu Yan, R. Blais, J. Yao. "Tunable Photonic Microwave Bandpass Filter With Negative Coefficients Implemented Using an Optical Phase Modulator and Chirped Fiber Bragg Gratings". Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 11, pp 3283-3288, November 2007.
- [16] G. Ning, P. Shum. "Coherence-free microwave photonic notch filter with a single driver intensity modulator in a Sagnac fiber loop". Applied Optics, vol. 46, no. 29, pp. 7179-7183, October 2007.
- [17] Y. Gao, L. Dou, Anshi Xu, P. Shum, M. Tang. "Novel tunable microwave photonic notch filter using a 3X3 coupler based Sagnac loop". Optics communications, November 2007.
- [18] X. Yi, R. A. Minasian. "Microwave photonic filter with single bandpass response". Electronics Letters, vol. 45, no. 7, March 2009.

## **Capítulo 2**

### **Fundamentos teóricos.**

#### **2.1- Introducción.**

El objetivo de este capítulo es presentar la teoría de operación de los principales dispositivos que conforman el filtro fotónico. Primero se muestran las principales características de las fuentes ópticas semiconductoras tipo láser, haciendo énfasis en las de espectro de emisión óptico monomodo o DFB. En segunda instancia se describe el funcionamiento de los aisladores y acopladores ópticos. A continuación, se analiza el principio de operación de un controlador de polarización a fibra óptica. Posteriormente, se explica el funcionamiento de un modulador electroóptico de fase en óptica integrada. Finalmente, se describe la base teórica del interferómetro de Sagnac.

#### **2.2- Fuente óptica láser.**

Las principales características de las fuentes ópticas semiconductoras del tipo láser son su direccionalidad y potencia óptica de emisión. En particular, el diodo láser (por sus siglas en inglés, LASER, Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) semiconductor emite energía luminosa bajo la acción de tres principales procesos [1]: absorción, emisión espontánea y emisión estimulada.

La estructura básica de un diodo láser consiste de una cavidad resonante como la ilustrada en la figura 2.1, donde por medio de espejos se refuerza la emisión del haz luminoso generado, el cual cuenta con fotones de

igual frecuencia y fase, lo que resulta en un haz de luz coherente, es decir, las señales luminosas mantienen una relación de fase definida y constante.

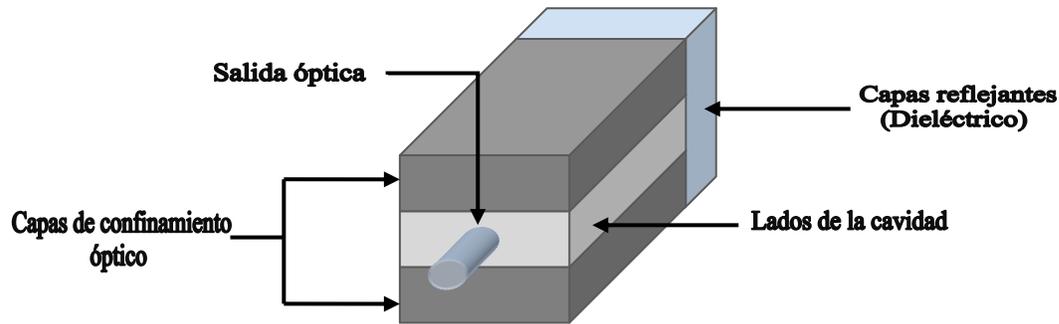


Fig. 2.1 Cavidad resonante del diodo láser [2].

Los fotones generados bajo este proceso dentro de la cavidad resonante, hacen que las características de emisión de potencia óptica tengan un valor de corriente de umbral ( $I_u$ ), a partir del cual se tiene emisión estimulada como se muestra en la figura 2.2.

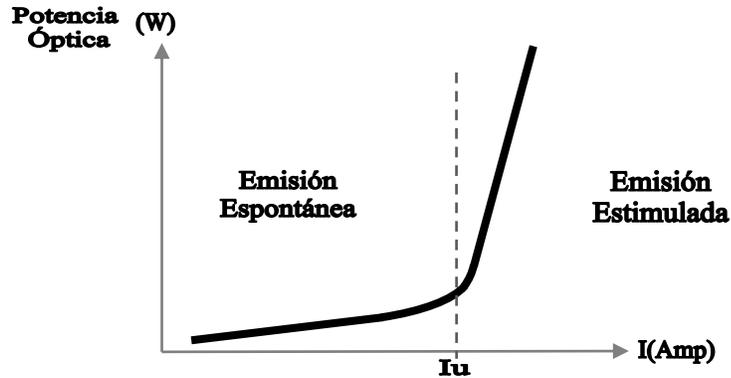


Fig. 2.2 Curva característica corriente vs potencia de un diodo láser.

La configuración de la cavidad, permite generar principalmente dos tipos espectrales de emisión laser: la tipo multimodo o FP (Fabry-Perot) y la monomodo o DFB (Distributed Feed-Back). Ésta última es objeto de estudio en este trabajo, por lo que en la sección siguiente se analizarán sus características.

## 2.2.1- Fuente Láser DFB (Distributed FeedBack).

La fuente láser DFB, es una modificación a la estructura de la fuente FP, de tal manera que permite excitar un solo modo de emisión en la cavidad. Esto se logra incorporando una red de difracción de Bragg en la zona activa del dispositivo [2], como se muestra en la figura 2.3.

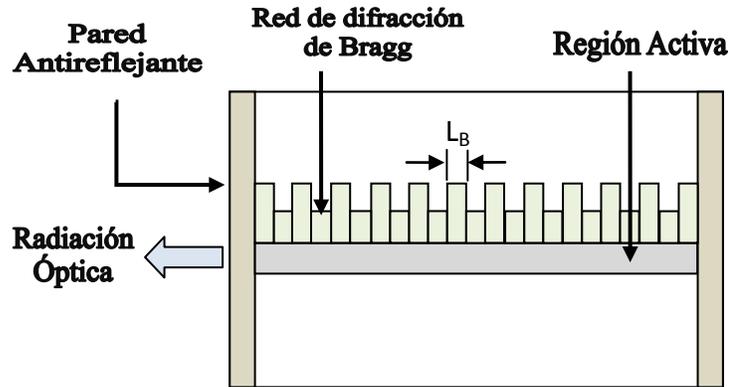


Fig. 2.3 Estructura interna de un láser DFB [2].

La red de difracción de Bragg se forma al variar de manera periódica el índice de refracción a lo largo de la región activa del dispositivo dando lugar a la aparición de dos modos que se propagan en direcciones opuestas a lo largo del dispositivo. Sólo en el caso de que la longitud de onda de la señal generada en la región activa sea próxima a la longitud de onda de Bragg (ec. 2.1), los modos intercambian energía de forma continua [2, 3].

$$L_B = \lambda_B / 4n \quad (2.1)$$

Donde:  $n$  es el índice de refracción,  $L_B$  es la longitud física y  $\lambda_B$  la longitud de onda de Bragg. Para evitar la propagación de los dos modos generados en la estructura, se realiza una modificación en la parte central de la rejilla de Bragg, como se indica en la figura 2.4. En donde no existe perturbación del índice de refracción, y esto provoca un desfase de  $\pi/4$  en cada uno de los

modos generados haciéndolos coincidir en un solo modo de propagación con frecuencia  $\omega_B$  (Frecuencia de Bragg), siendo esta la frecuencia de operación del láser DFB [2].

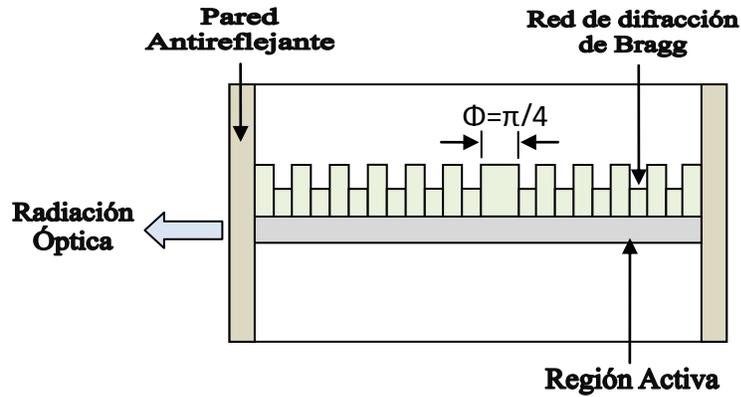


Fig. 2.4 Modificación de la estructura interna del láser DFB [2].

La modificación de la estructura permite la propagación de un solo modo de frecuencia óptica en el dispositivo láser DFB generando un espectro de emisión como el mostrado en la figura 2.5.

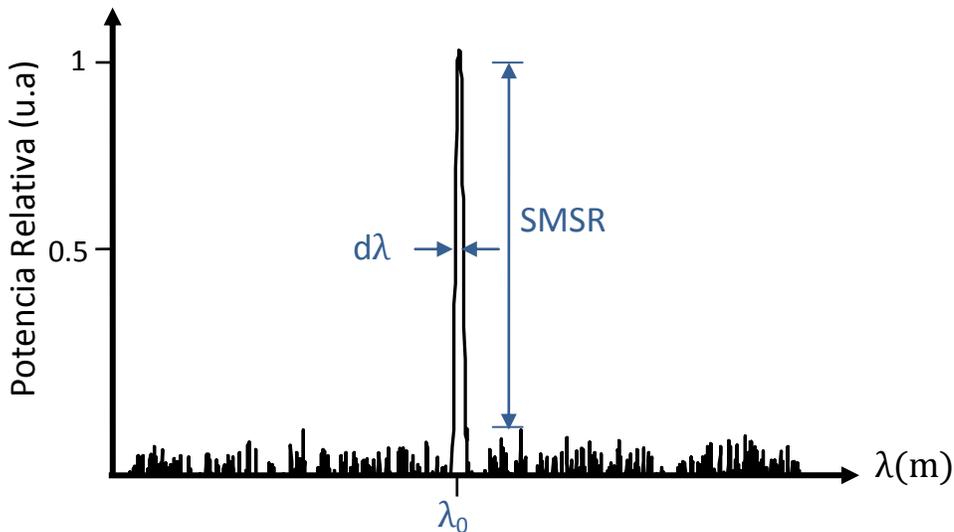


Fig. 2.5 Espectro de emisión de potencia óptica de un láser DFB [2, 3].

Los parámetros característicos en las fuentes láser DFB son:  $\lambda_0$ =Longitud de onda central de emisión, Razón de Supresión de Modos Laterales o  $SMSR$

(Side Mode Suppression Ratio),  $d\lambda$ = Ancho espectral a media altura del modo fundamental.

### 2.3- Aislador Óptico.

Se trata de un dispositivo cuya función es la transmisión de la luz en un solo sentido y evitar reflexiones en dirección contraria. Este elemento, funciona bajo el principio del rotador de Faraday [3, 4, 5], el cual permite rotar la polarización lineal de una onda de forma no recíproca. Básicamente está constituido por dos polarizadores fuera de trayecto SWP (Spatial Walk-off Polarizer) uno a la entrada y otro a la salida, un rotador de Faraday, y una lámina en  $\lambda/2$ . Cada uno de los componentes permite transmitir la onda de luz en una sola dirección, de acuerdo al control de la polarización lineal de la señal. En la figura 2.6 (a) se muestra el control de polarización de la onda en la dirección de transmisión, mientras que en la figura 2.6 (b) se presenta la dirección de rechazo.

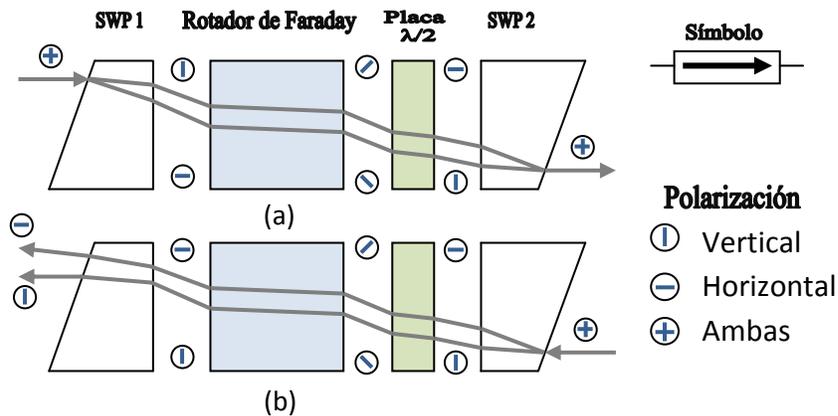


Fig. 2.6 Estructura básica de un aislador óptico; (a) Dirección de transmisión, (b) Dirección de rechazo [4, 5].

La señal óptica que incide sobre el SWP1 es separada en dos señales; la primera con polarización vertical (rayo ordinario) y la segunda con polarización horizontal (rayo extraordinario), ambas señales llegan al rotador

de Faraday, el cual está calibrado para rotar la polarización lineal  $45^\circ$  en dirección de sentido de las manecillas de reloj (CW). La señal resultante atraviesa una lamina en  $\lambda/2$  (en la longitud de onda de la señal incidente), en donde permite rotar  $45^\circ$  la polarización lineal en sentido de propagación de la señal. Por último, el rayo luminoso llega al SPW2, donde ambas polarizaciones se combinan al final del aislador y de esta forma transmite la señal en esa dirección. De igual forma, en el caso de la dirección de rechazo, las características de propagación de la señal son las mismas excepto que la señal entra en SPW2 y sale en SPW1, en donde las dos señales con diferente polarización divergen sin alcanzar el extremo. De esta manera, las señales reflejadas que se introduzcan en el aislador son rechazadas.

## 2.4- Acoplador Óptico 50:50.

Un acoplador óptico direccional 50:50 (transmite su potencia en 50% en ambas terminales), es un elemento empleado para transferir energía de una guía óptica a otra. Su funcionamiento se basa en la longitud de interacción ( $L_{int}$ ) entre las guías de ondas (fibra óptica) (fig. 2.7), para el acoplamiento de modos evanescentes en las mismas.

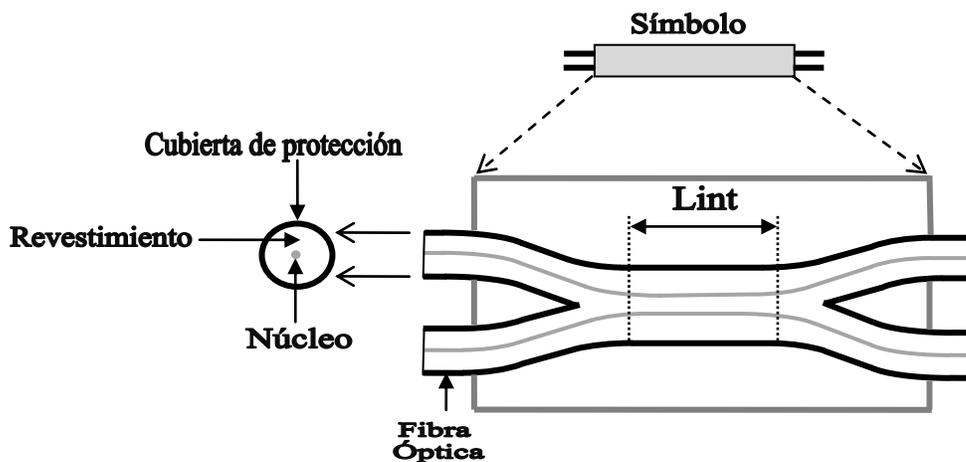


Fig. 2.7 Configuración interna de un acoplador óptico [4].

En la región  $L_{int}$  se efectúa la transferencia de energía de una fibra óptica a otra a través del acoplamiento de modos evanescentes [4]. La distribución de energía de forma gaussiana del modo fundamental que recorre el núcleo de una fibra, penetra el revestimiento llegando al núcleo de la fibra adyacente excitando de esta manera el modo fundamental de esta. Esto se ilustra en la parte superior de la figura 2.8. El porcentaje de acoplamiento en magnitud depende de la longitud de interacción entre ambas fibras. Su distribución se muestra en la parte inferior de la figura 2.8.

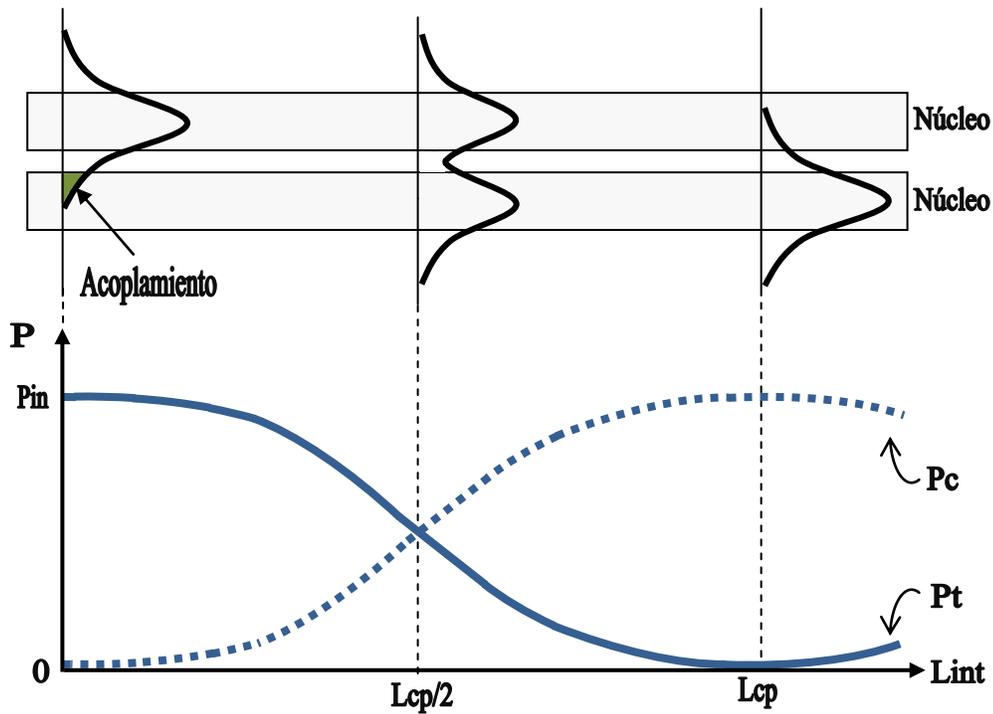


Fig. 2.8 Distribución de energía en un acoplador óptico [4].

Se define una potencia de acoplamiento y transmitida,  $P_c$  y  $P_t$ , dadas por las expresiones (2.2) y (2.3), respectivamente [4],

$$P_c = P_{in} \sin^2(C_s \cdot L_{int}), \quad (2.2)$$

$$P_t = P_{in} \cos^2(C_s \cdot L_{int}), \quad (2.3)$$

donde  $P_{in}$  es la potencia óptica de entrada,  $C_s$  el coeficiente de acoplamiento entre las guías [4], el cual se determina a partir de los parámetros ópticos de cada una de las fibras así como de las dimensiones geométricas:

$$C_s \cdot L_{cp} = \pi/2 \quad (2.4)$$

El factor  $\pi/2$  es un término de fase agregado a la señal transmitida al brazo cruzado de fibra óptica del mismo acoplador, y  $L_{cp}$  corresponde a la longitud de acoplamiento [4, 5, 6]. Por lo tanto, para un acoplador óptico 50:50 se requiere de una longitud de interacción  $L_{int} = L_{cp}/2$ , para obtener un acoplamiento del 50% de la señal en la fibra óptica adyacente.

## 2.5- Controlador de polarización.

Este dispositivo (fig. 2.9) permite el control de la polarización lineal de la señal óptica que circula a través de una fibra óptica monomodo [7].

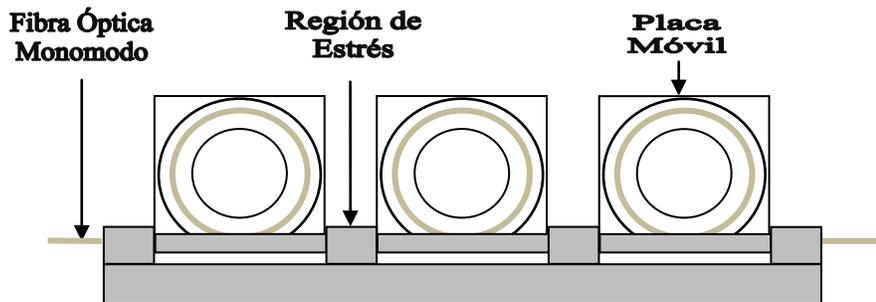


Fig. 2.9 Dispositivo controlador de polarización óptica [7].

Su principio de funcionamiento se basa en el método de introducir alta birrefringencia en la fibra óptica debido a una tensión interna asimétrica (movimiento mecánico) sobre el núcleo de la fibra monomodo y así generar un estrés en ésta. Bajo este principio, se manipula la polarización de la señal óptica a través del movimiento de las placas del dispositivo (fig. 2.10), el cual contiene lazos de fibra óptica.

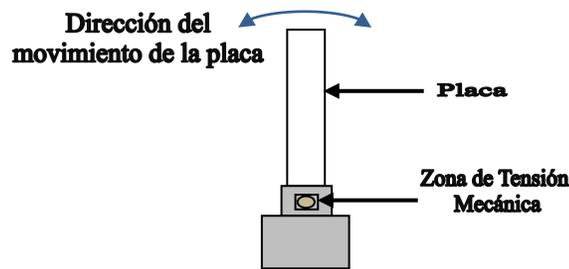


Fig. 2.10 Dirección de giro del control de polarización.

El estrés inducido en la fibra óptica monomodo provoca la variación de los índices de refracción de la misma. Dicha variación es función de diferentes parámetros como son: longitud de onda de la señal óptica, diámetro de la placa, número de vueltas en la misma, y el diámetro del recubrimiento de la fibra óptica [7]. De esta manera se presenta un control más preciso de la polarización de la señal óptica al movimiento mecánico aplicado a las placas.

## 2.6- Modulador electro-óptico de fase.

El modulador electro-óptico (EOM, por sus siglas en inglés, Electro-Optical Modulator) de fase, es un dispositivo fabricado bajo técnicas de óptica integrada que permite modular la fase de una señal óptica mediante la aplicación de un campo eléctrico externo. El EOM de fase utiliza comúnmente como substrato el niobato de litio ( $\text{LiNbO}_3$ ) el cual presenta el efecto electro-óptico lineal o efecto Pockels. Este efecto se manifiesta como la dependencia lineal del índice de refracción al campo eléctrico aplicado (fig. 2.11). El  $\text{LiNbO}_3$  es un cristal birrefringente, es decir, cuenta con dos índices de refracción: ordinario ( $n_o$ ) y extraordinario ( $n_e$ ), determinados por las expresiones (2.5), respectivamente [8, 9],

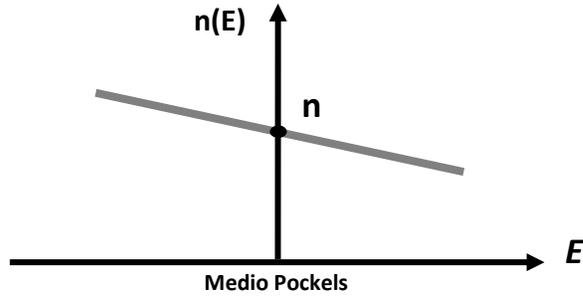


Fig. 2.11 Variación lineal (Efecto Pockels) del índice de refracción [8, 9].

$$\begin{aligned}
 n_o(E) &\approx n_o - \frac{1}{2}r_{ij}n_o^3E, & n_e(E) &\approx n_e - \frac{1}{2}r_{ij}n_e^3E, & (2.5) \\
 n_o &= \sqrt{F + \frac{G}{\lambda^2 - M} - J\lambda^2}, & n_e &= \sqrt{A + \frac{B}{\lambda^2 - H} - D\lambda^2},
 \end{aligned}$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal óptica de interés,  $E$  es el campo eléctrico,  $A, B, D, H, F, G, M, J$ , son los coeficientes de Sellmeier [10] y el término  $r_{ij}$  es el coeficiente electro-óptico del  $\text{LiNbO}_3$  que depende de la orientación de los ejes cristalinos del sustrato. A manera de ejemplo, la figura 2.12(a) muestra un sustrato de  $\text{LiNbO}_3$  de corte en Z y propagación Y (ZY), aunque también existe el corte X y propagación en Z (XZ) [8]. Bajo estas condiciones, la propagación de una señal luminosa a través del cristal, experimentará una variación de fase estática ( $\phi_o$ ) cuyo valor puede ser calculado a partir de la ecuación (2.6) [8].

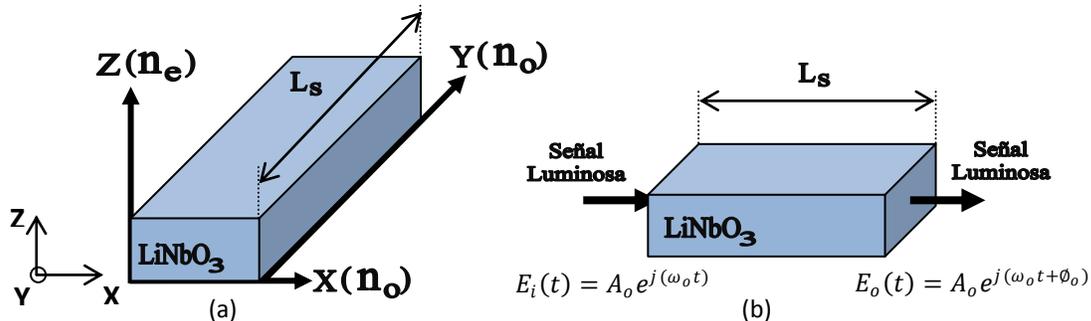


Fig. 2.12 Características del  $\text{LiNbO}_3$ : (a) Orientación de los ejes cristalinos del  $\text{LiNbO}_3$  (corte ZY), (b) Orientación de ejes cristalinos [8].

$$\varphi_o = \frac{2\pi n L_s}{\lambda} \quad (2.6)$$

Donde  $L_s$  corresponde a la longitud física del cristal, y  $n$  al índice de refracción extraordinario. La influencia de  $\varphi_o$  en una onda óptica dada por la expresión  $E_i(t) = A_o e^{j(\omega_o t)}$  al atravesar el cristal (figura 2.12 (b)) se verá reflejada como:  $E_o(t) = A_o e^{j(\omega_o t + \varphi_o)}$ .

La fabricación de un EOM en óptica integrada requiere de una guía de onda de titanio difundida en el cristal, cuya dimensión del núcleo es compatible a una fibra óptica monomodo, como se muestra en la figura 2.13.

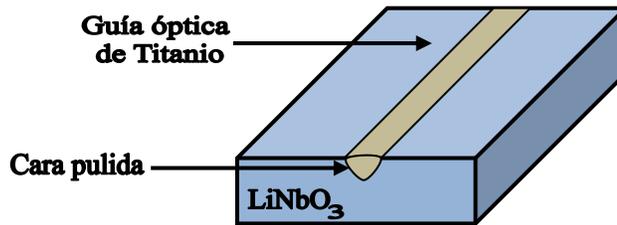


Fig. 2.13 Guía de óptica de Titanio difundido en  $\text{LiNbO}_3$ .

La presencia del titanio provoca en el  $\text{LiNbO}_3$  un incremento del índice de refracción extraordinario y ordinario en caso de un cristal de corte Z o uno de corte X, respectivamente. La figura 2.14 ilustra estos incrementos (Apéndice A) [11].

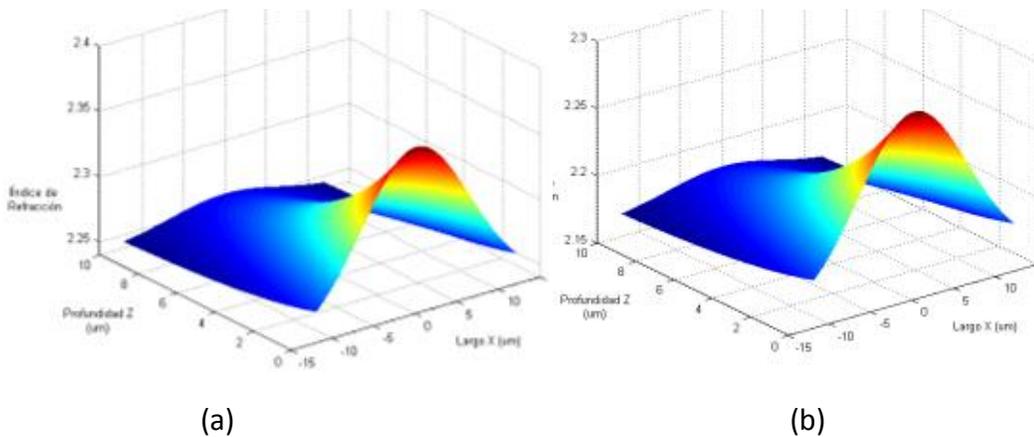


Fig. 2.14 Incremento del índice de refracción: (a) Extraordinario, (b) Ordinario.

La figura 2.15 (a) representa un EOM de fase utilizando un cristal de corte “Z” y propagación “Y”. El campo eléctrico en el EOM es aplicado mediante una línea de transmisión coplanar (CPW). La película de óxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) permite el acoplamiento de velocidades de la señal eléctrica y la óptica. La figura 2.15 (b) muestra la distribución del campo eléctrico ( $\mathbf{E}$ ) y los parámetros geométricos de la línea CPW.

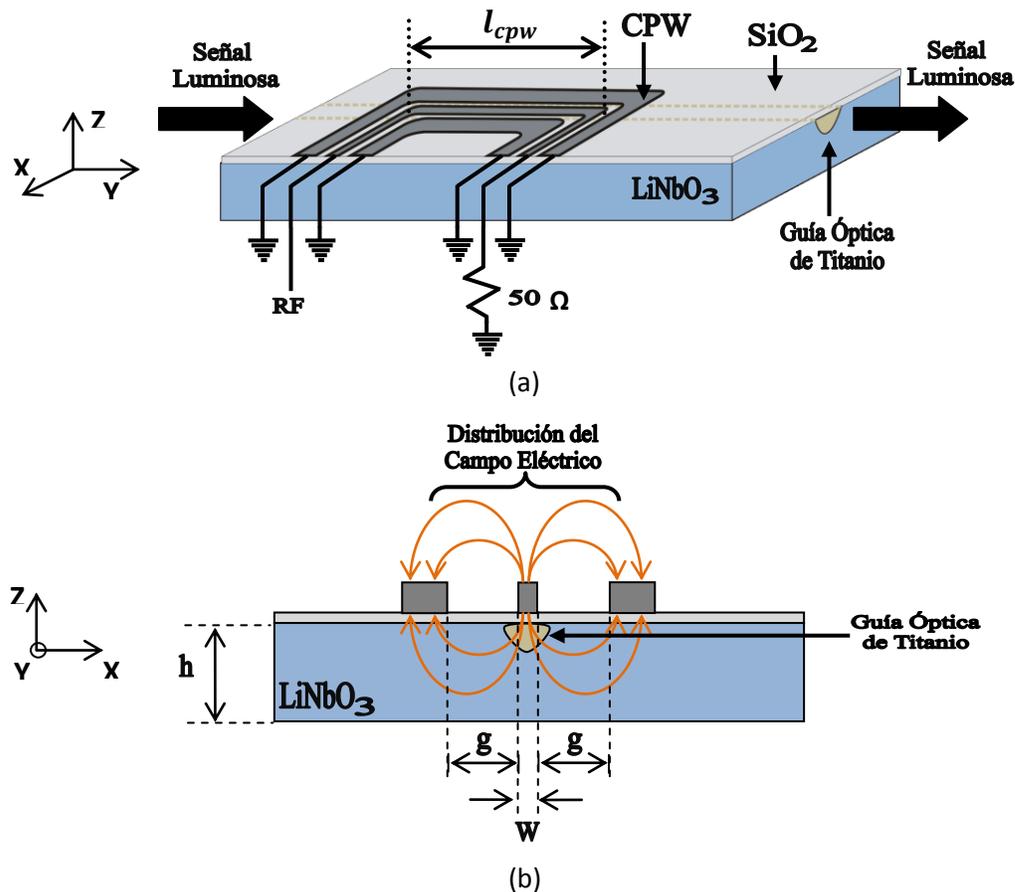


Fig. 2.15 Estructura del EOM de fase; (a) Línea CPW en el EOM, (b) Parámetros geométricos y Distribución de  $\mathbf{E}$  en la línea CPW.

La línea CPW de longitud  $l_{cpw}$  (donde se lleva a cabo la interacción óptica-eléctrica), es diseñada para tener una impedancia característica  $Z_0=50 \Omega$ , de tal manera que permita el acoplamiento con el generador de RF. El

valor de  $Z_0$  se determina mediante la ecuación (2.7), la cual es función del ancho del conductor central  $w$ , la separación entre conductores  $g$  y el  $h$  grueso del substrato (figura 2.15 (b)). (Ver apéndice A para más detalle),

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)}, \quad (2.7)$$

donde:  $\varepsilon_{eff}$  es la permitividad efectiva de la línea CPW,  $\frac{K(k')}{K(k)}$  son funciones elípticas de primer orden. Estos parámetros son determinados a partir de las siguientes expresiones;

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left[ \tanh \left( 0.775 \ln \frac{h}{g} + 1.75 \right) + \frac{k \cdot g}{h} (0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + k)) \right];$$

$$K(k) = \int_0^{\infty} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}}; \quad K(k') = K(\sqrt{1 - k^2});$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad k = \frac{w}{w + 2g}$$

donde  $\varepsilon_r$  es la permitividad relativa.

Las dimensiones físicas de la línea CPW, las características del cristal ( $\text{LiNbO}_3$ ), así como el campo eléctrico aplicado ( $E=V/g$ ), contribuyen al término de desfase dinámico ( $\varphi_d$ ) proporcionado por el EOM, dado por la expresión [6, 8]:

$$\varphi_d = \frac{\pi l_{cpw} r_{ij} n^3 V}{\lambda g}, \quad (2.8)$$

donde:  $n$  es el índice de refracción que puede ser el ordinario ( $n_o$ ) o el extraordinario ( $n_e$ ) (dependiendo del corte del cristal),  $V$  es el potencial

aplicado. Se define un factor denominado voltaje de media onda ( $V_\pi$ ), el cual es el voltaje necesario para introducir un desfaseamiento de  $\pi$  grados a la señal, y que está dado por:

$$V_\pi = \frac{\lambda g}{r_{ij} n^3 l_{cpw}} \quad (2.9)$$

El voltaje de media onda es esencial en el proceso de modulación, debido a que garantiza trabajar en la región lineal de la función de transmitancia del EOM, como se aprecia en la figura 2.16.

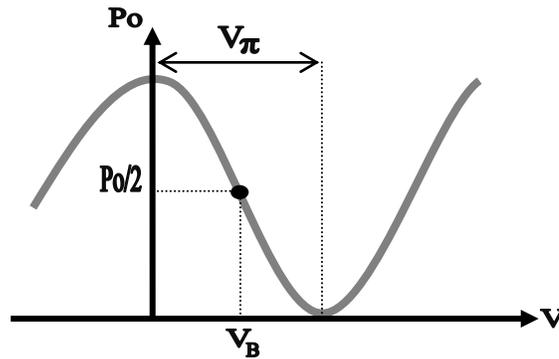


Fig. 2.16 Función de transmitancia del EOM.

Por lo que la ecuación (2.8) se puede re-escribir utilizando la ecuación (2.9) de la siguiente manera:

$$\varphi_d = \frac{\pi V}{V_\pi} \quad (2.10)$$

Al aplicar una señal eléctrica de modulación  $V = V_m \cos(\omega_m t)$  de magnitud  $V_m$  y frecuencia angular  $\omega_m$  a la terminal RF del EOM, la expresión (2.10) toma la forma dada por:

$$\varphi_d = \frac{\pi}{V_\pi} [V_m \cos(\omega_m t)] \quad (2.11)$$

En general, la contribución de los parámetros de desfase estático y dinámico en la señal óptica que circula a través del EOM está dada por la siguiente expresión [8]:

$$\varphi_m = \varphi_o - \varphi_d,$$

$$\varphi_m = \frac{2\pi n L_s}{\lambda} - \frac{\pi}{V_\pi} [V_m \cos(\omega_m t)], \quad (2.12)$$

por lo que la influencia del término de desfase total ( $\varphi_m$ ) en la señal óptica a la salida del EOM como se indica en la figura 2.17, estará dado como:

$$E_o(t) = A_o e^{j(\omega_o t + \varphi_m)}$$

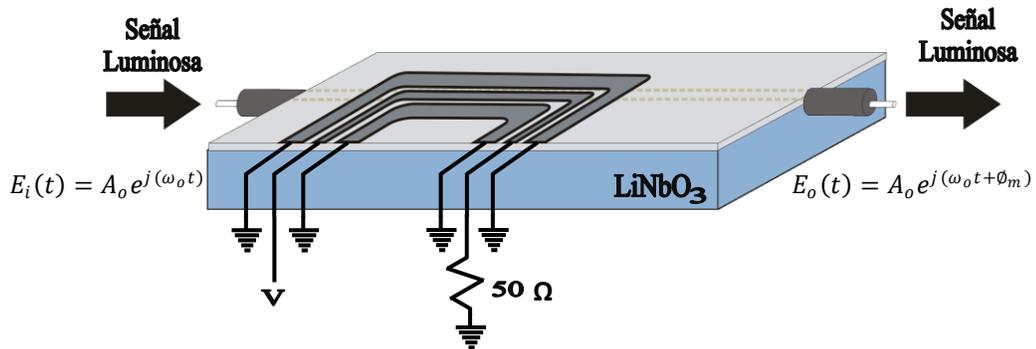


Fig. 2.17 Desfasamiento  $\varphi_m$  introducido a la señal óptica en el EOM.

## 2.7- Interferómetro de Sagnac.

Este interferómetro es un arreglo que utiliza la interferencia de ondas de luz bajo el esquema mostrado en la figura 2.18. El principio de operación se basa en el efecto Sagnac, el cual enuncia la generación de un patrón interferométrico en base a una frecuencia angular.

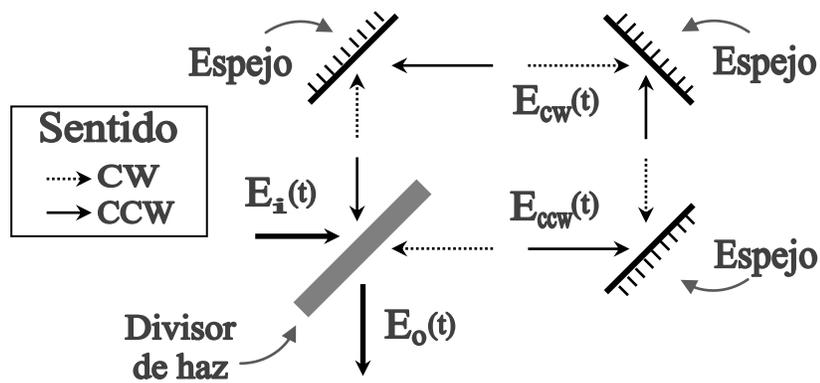


Fig. 2.18 Configuración del interferómetro de Sagnac.

El flujo de señales a través del interferómetro se analiza de la siguiente manera: una señal óptica dada como  $E_i(t) = A_o e^{j(\omega_o t)}$ , es dividida a la mitad por medio de un elemento divisor de haz, donde la señal en sentido horario  $E_{cw}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t)}$ , y en sentido anti-horario  $E_{ccw}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t)}$ , son generadas respectivamente. Ambas señales recorren trayectorias opuestas y son reflejadas por espejos, para así formar un recorrido en anillo (lazo Sagnac). Finalmente, las ondas luminosas llegan de nuevo al divisor de haz y son recombinadas obteniendo como resultado la superposición de señales dada por  $E_o(t) = E_{cw}(t) + E_{ccw}(t)$ , y de esta manera se genera un patrón de interferencia.

## Resumen.

En este capítulo se presentó el análisis del funcionamiento de los dispositivos más significativos que conforman el filtro fotónico. Se presentó el principio de operación de la fuente láser del tipo DFB, el aislador y acoplador óptico. Se analizó el modulador electro-óptico (EOM) de fase haciendo énfasis en su estructura interna, debido a que involucra técnicas de fabricación en óptica integrada. Por último se mostró el principio de operación de un interferómetro de Sagnac.

## Referencias.

- [1] H. Zanger, C. Zanger. "*Fiber Optics: communication and other applications*". Mcmillan Inc., pp. 179-185, Canadá 1991.
- [2] J. Capmany, J. Martí, F. Fraile-Peláez. "*Fundamentos de comunicaciones ópticas*". Síntesis S.A., pp. 237-253, Madrid España 1998.
- [3] G. Keiser. "*Optical fiber communications*". McGraw-Hill, 2da. Edición, pp. 153-172, Singapore 1991.
- [4] J. Hecht. "*Understanding Fiber Optics*". Howard W. Sams & Co., 1ra. Edición, pp. 15-36, 80-82, 189-206, 291-317, Indiana USA 1987.
- [5] Hervé Lefèvre. "*The fiber-optic gyroscope*". Artech House Inc., pp. 177-225, 273-284, Norwood 1993.
- [6] B. Ostrovsky, G. V. Ostrovskaya, M. M. Butusov. "*Interferometry by Holography*". Board, vol. 20, pp. 28-53, New York 1980.
- [7] Inc. Thorlabs. <http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9>. [En línea]
- [8] B. E. Saleh, M. C. Teich. "*Fundamentals of Photonics*", John Wiley & Sons Inc., pp. 47-79, 80-107, 272-309, 696-736, Canadá 1991.
- [9] A. Yariv, P. Yeh. "*Photonics*". 6ta. Edición, pp. 406-458, Oxford, New York USA 2007.
- [10] P. Rubio, I. Zaldívar, J. Rodríguez. "*Desarrollo de una herramienta en Matlab para el análisis de los parámetros de moduladores electro-ópticos en LiNbO3*". SOMI XXIII, Jalapa, Ver., México, Octubre 2008.



## Capítulo 3

### Análisis teórico del sistema.

#### 3.1- Introducción.

Este capítulo tiene por objetivo, presentar el análisis teórico que explica el comportamiento del filtro fotónico. Inicialmente se presenta la configuración principal del sistema en base al interferómetro de Sagnac, se analiza el flujo de las señales ópticas a través de cada uno de los elementos que conforman el sistema y al final se obtiene la expresión matemática que rige al sistema. Posteriormente, se analiza la influencia del retardo de fase inducido debido al acoplamiento de las señales ópticas y eléctricas al atravesar el EOM para finalmente obtener el comportamiento en la frecuencia del sistema completo.

#### 3.2- Análisis de propagación de ondas en el sistema.

La figura 3.1 corresponde a la configuración del filtro fotónico en donde se indican los recorridos de las señales ópticas a través del lazo. El sistema está constituido básicamente por una fuente óptica del tipo láser, un aislador óptico (OI), un divisor de haz óptico 50:50, un modulador electroóptico (EOM) de fase modulado eléctricamente por una señal de RF, el EOM es colocado asimétricamente en el lazo Sagnac por medio de dos tramos de fibra óptica ( $L1$  y  $L2$ ) de longitud diferente, y finalmente un fotodetector rápido (PD).

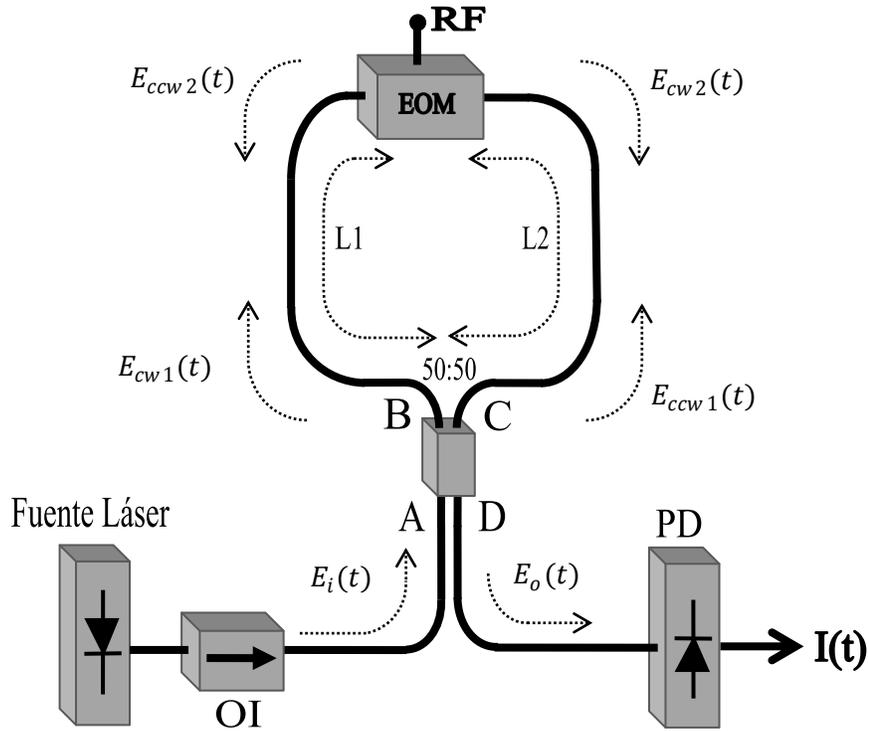


Fig. 3.1 Configuración y propagación de señales en el sistema [1, 2, 3].

Sea  $E_i(t)$  una onda óptica propagándose en trayecto A, dada por la expresión:

$$E_i(t) = A_o e^{j(\omega_o t)}, \quad (3.1)$$

donde  $A_o$  es la amplitud de la señal,  $\omega_o$  es la frecuencia óptica angular y  $t$  es el tiempo.

Al llegar al divisor 50:50, la señal se transmite en un 50% al brazo B ( $E_{cw1}$ ), que corresponde a la señal sentido horario CW; así como al brazo C ( $E_{ccw1}$ ), siendo la señal en sentido anti-horario CCW, por lo que se tiene ahora [4]:

$$E_{cw1}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t)}, \quad (3.2a)$$

$$E_{ccw1}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \frac{\pi}{2})}, \quad (3.2b)$$

el término  $\frac{\pi}{2}$  en esta última expresión es el factor que se adiciona a la señal óptica al pasar por el acoplador 50:50 al brazo cruzado del mismo, como se explicó en la sección 2.4. Ambas señales  $E_{cw1}$  y  $E_{ccw1}$  viajan en las trayectorias L1 y L2 respectivamente, de tal manera que al llegar al EOM son moduladas en fase en tiempos diferentes. El término de fase agregado a la señal óptica de acuerdo a la trayectoria en la que viajan dentro del lazo Sagnac, sería:

$$E_{cw2}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \varphi_{mcw})}, \quad (3.3a)$$

$$E_{ccw2}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{mccw})}, \quad (3.3b)$$

donde  $\varphi_{mcw}$  y  $\varphi_{mccw}$  corresponden a los términos de fase en sentido CW y CCW, respectivamente. Las señales  $E_{cw2}$  y  $E_{ccw2}$  recorren nuevamente las distancias L1 y L2, y llegan al acoplador óptico donde son transmitidas al brazo D, por lo que la señal óptica que llega al PD es:

$$E_o(t) = E_{cw2}(t) + E_{ccw2}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \varphi_{mcw})} + \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{mccw} + \frac{\pi}{2})}$$

$$E_o(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t)} [e^{j(\varphi_{mcw})} + e^{j(\varphi_{mccw} + \pi)}] \quad (3.4)$$

La inclusión del segundo término  $\frac{\pi}{2}$  se debe a que atraviesa por segunda vez el acoplador 50:50. Finalmente, a la salida del PD la intensidad óptica es [5]:

$$I(t) = E_o(t) \cdot E_o^*(t), \quad (3.5)$$

donde  $E_o^*(t)$  es el complejo conjugado de  $E_o(t)$ , por lo que al sustituir (3.4) en (3.5), se tiene:

$$I(t) = \frac{|A_o|^2}{4} \{ e^{j(\omega_o t)} [ e^{j(\varphi_{mcw})} + e^{j(\varphi_{mccw} + \pi)} ] \} \{ e^{-j(\omega_o t)} [ e^{-j(\varphi_{mcw})} + e^{-j(\varphi_{mccw} + \pi)} ] \}$$

Realizando las operaciones correspondientes:

$$I(t) = \frac{|A_o|^2}{4} [ 2 + e^{j(\varphi_{mcw} - \varphi_{mccw} - \pi)} + e^{-j(\varphi_{mcw} - \varphi_{mccw} - \pi)} ] \quad (3.6)$$

Utilizando las identidades:  $\cos(\theta) = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$  y  $-\cos(\theta) = \cos(\pi \pm \theta)$  [6], la expresión (3.6) se reduce a:

$$I(t) = \frac{|A_o|^2}{2} [ 1 - \cos(\varphi_{mcw} - \varphi_{mccw}) ], \quad (3.7)$$

donde  $|A_o|^2 = I_o$ , corresponde al promedio de la intensidad óptica de la señal [7], por lo que:

$$I(t) = \frac{I_o}{2} [ 1 - \cos(\varphi_{mcw} - \varphi_{mccw}) ] \quad (3.8)$$

Los términos de fase, como se analizó en la sección 2.6 son función de los parámetros del EOM así como del campo eléctrico aplicado al dispositivo, y que están dados como:

$$\varphi_m = \frac{2\pi n L_s}{\lambda} - \frac{\pi}{V_\pi} [ V_m \cos(\omega_m t) ] \quad (3.9)$$

Por otra parte, el tiempo que utilizan las señales  $E_{cw2}$  y  $E_{ccw2}$  en recorrer las distancias  $L1$  y  $L2$  está determinado, respectivamente por las expresiones siguientes [8]:

$$T_1 = n \frac{L_1}{c}, \quad (3.10a)$$

$$T_2 = n \frac{L_2}{c}, \quad (3.10b)$$

donde  $n$  es el índice de refracción de la fibra óptica y  $c$  velocidad de la luz. La influencia de estos tiempos en los términos de fase dado por la ecuación (3.9) es:

$$\varphi_{mcw} = \frac{2\pi n L_s}{\lambda} - \frac{\pi}{V_\pi} \{V_m \cos[\omega_m(t - T_2)]\} \quad (3.11a)$$

$$\varphi_{mccw} = \frac{2\pi n L_s}{\lambda} - \frac{\pi}{V_\pi} \{V_m \cos[\omega_m(t - T_1)]\} \quad (3.11b)$$

Sustituyendo estas expresiones en (3.8) se llega a:

$$I(t) = \frac{I_o}{2} \left\{ 1 - \cos \left\{ \frac{2\pi n L_s}{\lambda} - \frac{\pi V_m}{V_\pi} \cos[\omega_m(t - T_2)] - \frac{2\pi n L_s}{\lambda} + \frac{\pi V_m}{V_\pi} \cos[\omega_m(t - T_1)] \right\} \right\}$$

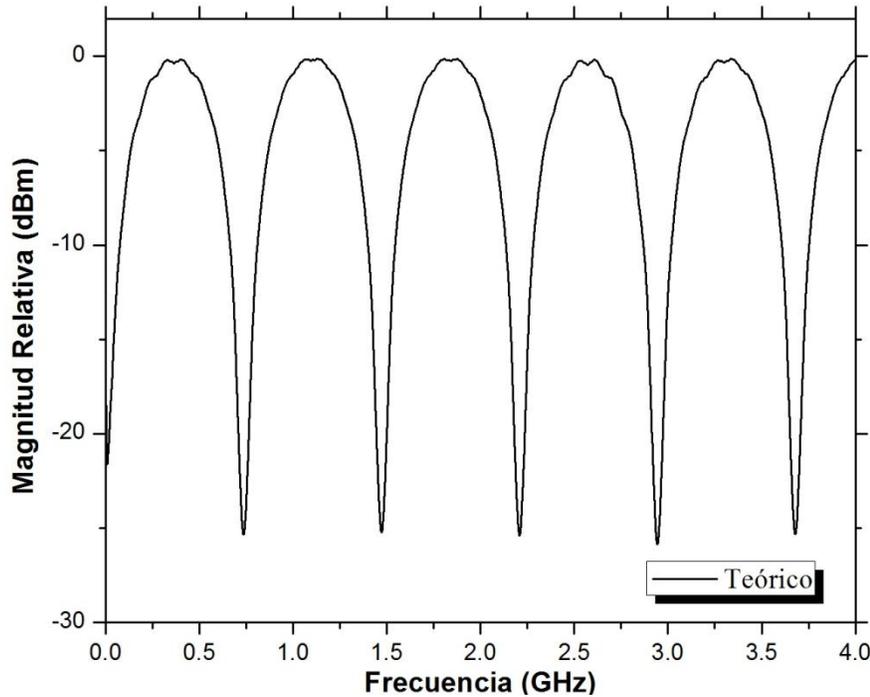
$$I(t) = \frac{I_o}{2} \left\{ 1 - \cos \left\{ \frac{\pi V_m}{V_\pi} \{ \cos[\omega_m(t - T_1)] - \cos[\omega_m(t - T_2)] \} \right\} \right\}$$

$$I(t) = \frac{I_o}{2} \left\{ 1 - \cos \{ m \{ \cos[\omega_m(t - T_1)] - \cos[\omega_m(t - T_2)] \} \} \right\}$$

Definiendo  $m = \pi V_m / V_\pi$ , como el índice de modulación [8], la señal óptica a la salida del PD, y que representa la interferencia de dos señales desplazadas un instante de tiempo constante (fase constante) en función de  $\omega_m$ , en primera instancia se puede escribir como:

$$I(\omega) = \frac{I_0}{2} \left\{ 1 - \cos \left\{ m \left[ \cos[\omega_m(t - T_1)] - \cos[\omega_m(t - T_2)] \right] \right\} \right\} \quad (3.12)$$

Finalmente, la figura 3.2 muestra la simulación de la expresión (3.12) hasta 4 GHz (este valor máximo de frecuencia se elige ya que como se explicará en el capítulo posterior, es la limitante del generador de señal de RF), para esto se han considerado los valores:  $L_1=4.356$  m,  $L_2=4.634$  m,  $V_\pi = 5.6$  V,  $V_m = 0$  dBm. En este rango de frecuencia se aprecian claramente 5 regiones del tipo pasa-banda (BP), siendo el ancho de banda a -3 dB de las mismas de 370 MHz.



*Fig. 3.2 Respuesta en frecuencia del filtro.*

### **3.3- Influencia del retardo de fase inducido en la respuesta en frecuencia del sistema.**

En esta sección se analiza la influencia del retardo de fase inducido ( $\Gamma$ ), introducido por el EOM en la respuesta en frecuencia del filtro fotónico.

Este retardo de fase es consecuencia del desacoplamiento de las velocidades de la señal óptica y eléctrica que circulan por este dispositivo. Para este análisis, considérese la figura 3.3 donde se muestra el flujo de las señales en el EOM.

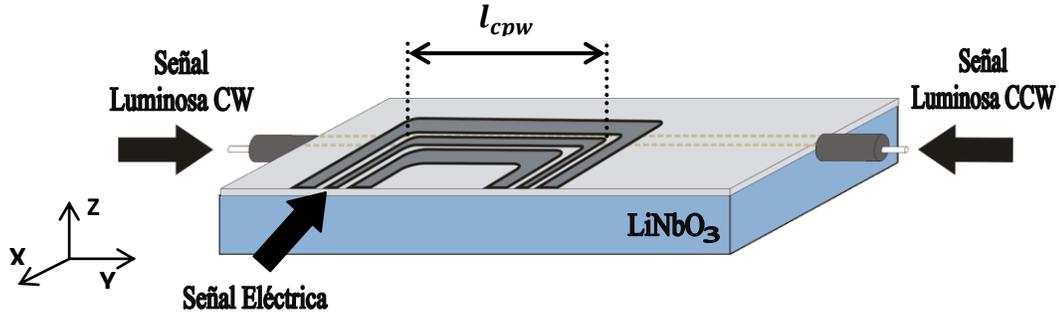


Fig. 3.3 Dirección de señales ópticas-eléctricas.

El retardo de fase inducido ( $\Gamma$ ) se define como [9]:

$$\Gamma = \frac{\pi}{V_{\pi}} E_m l_{cpw} \left[ \frac{\sin(u)}{u} \right], \quad (3.13)$$

donde:  $E_m$  es la magnitud del campo eléctrico aplicado en la terminal de RF,  $V_{\pi}$  es el voltaje de media onda,  $l_{cpw}$  la longitud activa del modulador. El término  $u$  está dado de acuerdo a la dirección de propagación de la señal óptica, definiéndose como [9]:  $u = \omega_m \left( \frac{1}{v_o'} - \frac{1}{c} \right) l_{cpw}$  para el sentido CW y  $u = \omega_m \left( \frac{1}{v_o'} + \frac{1}{c} \right) l_{cpw}$  en el sentido CCW, donde  $v_o' = \omega/k$  es la velocidad de fase de la señal eléctrica,  $k$  el vector de onda y  $\omega$  la frecuencia angular.

Sustituyendo el parámetro  $u$  en la expresión (3.13), se obtienen los términos de fase inducidos para cada dirección de la señal óptica:

$$\Gamma_{cw} = \frac{\pi}{V_{\pi}} E_m l_{cpw} \left\{ \frac{\sin \left[ \omega_m \left( \frac{1}{v_o'} - \frac{1}{c} \right) l_{cpw} \right]}{\omega_m \left( \frac{1}{v_o'} - \frac{1}{c} \right) l_{cpw}} \right\} \quad (3.14a)$$

$$\Gamma_{CCW} = \frac{\pi}{V_{\pi}} E_m l_{cpw} \left\{ \frac{\sin \left[ \omega_m \left( \frac{1}{v_o'} + \frac{1}{c} \right) l_{cpw} \right]}{\omega_m \left( \frac{1}{v_o'} + \frac{1}{c} \right) l_{cpw}} \right\} \quad (3.14b)$$

La figura 3.4 muestra la evolución de  $\Gamma_{CW}$  y  $\Gamma_{CCW}$  en función de la frecuencia hasta 10 GHz (lo cual permite observar su comportamiento en un rango extendido), considerando para esto una longitud de interacción  $l_{cpw}=52$  mm (dato proporcionado por el fabricante Photline),  $V_{\pi}=5.6$ V,  $E_m=0$  dBm. Se observa que el retardo de fase inducido en la dirección CCW presenta regiones nulas a los valores de frecuencia de 2.26, 4.52, 6.78, y 9.04 GHz. Mientras que para la dirección CW se presentan nulos en 5 y 10 GHz.

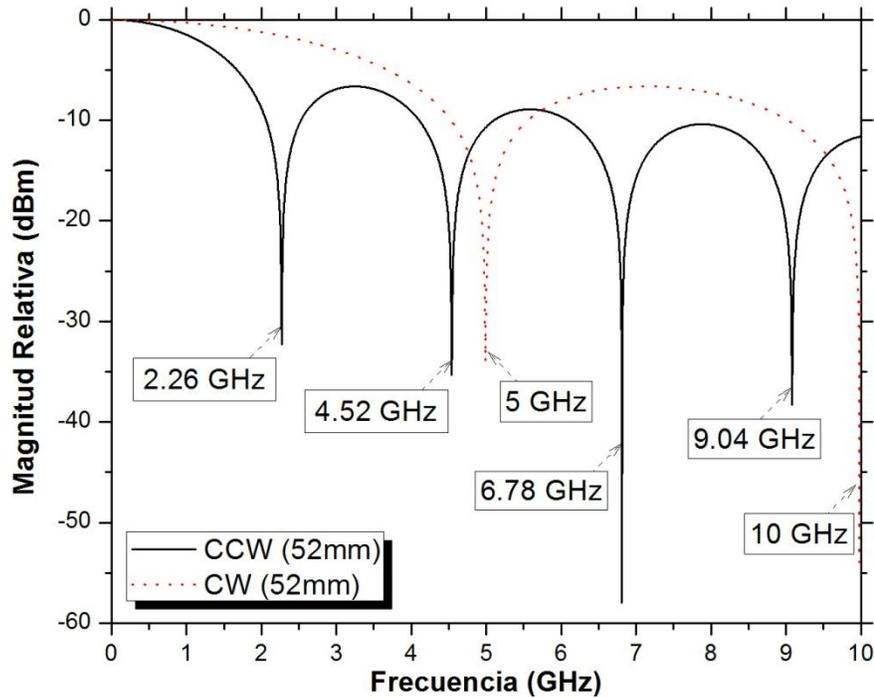


Fig. 3.4 Evolución de los retardos de fase inducidos (CW y CCW).

Es claro que, la posición en frecuencia de las regiones nulas dependen principalmente de  $l_{cpw}$ . De esta forma, la figura 3.5 muestra la evolución de  $\Gamma_{CW}$  y  $\Gamma_{CCW}$  considerando dos valores de  $l_{cpw}$  diferentes. La figura 3.5 (a), y (b) corresponde a  $l_{cpw} = 50$  mm,  $l_{cpw} = 65$  mm, respectivamente.

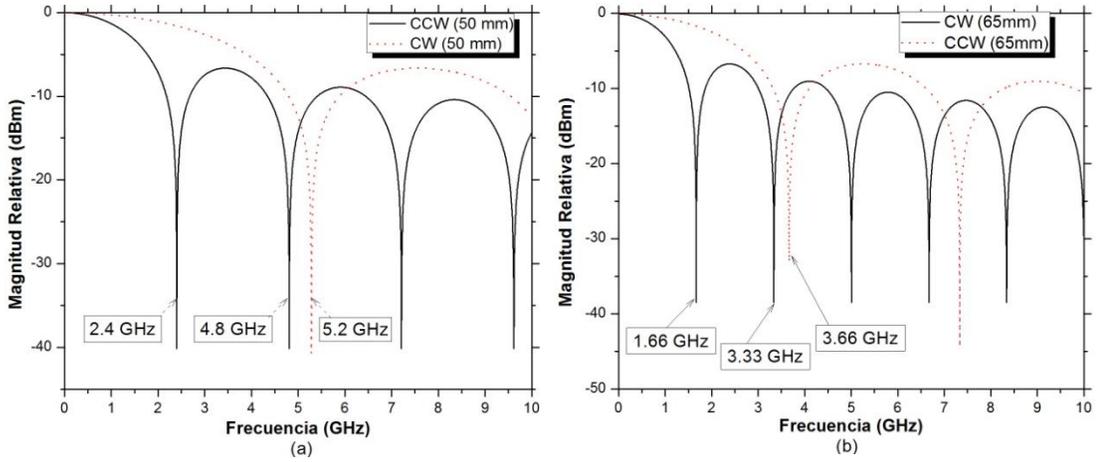


Fig. 3.5 Evolución de los retardos de fase inducidos, para diferentes longitudes de interacción, (a) 50 mm, (b) 65 mm.

Los retardos de fase inducidos  $\Gamma_{cw}$  y  $\Gamma_{ccw}$ , contribuyen de manera directa a los términos de fase  $\varphi_{mcw}$  y  $\varphi_{mccw}$  en sentido CW y CCW. Por lo que las expresiones (3.3 a) y (3.3b) toman la forma:

$$E_{cw2}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \Gamma_{cw} \varphi_{mcw})} \quad (3.15)$$

$$E_{ccw2}(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t + \frac{\pi}{2} + \Gamma_{ccw} \varphi_{mccw})} \quad (3.16)$$

Por lo tanto señal óptica que llega al PD es:

$$E_o(t) = \frac{A_o}{2} e^{j(\omega_o t)} [e^{j(\Gamma_{cw} \varphi_{mcw})} + e^{j(\Gamma_{ccw} \varphi_{mccw} + \pi)}] \quad (3.17)$$

La expresión anterior se puede determinar en términos de intensidad óptica, y así obtener la representación matemática que rige el comportamiento del sistema completo:

$$I(\omega) = \frac{I_o}{2} \left\{ 1 - \cos\{m[\Gamma_{ccw} \cos[\omega_m(t - T_1)] - \Gamma_{cw} \cos[\omega_m(t - T_2)]]\} \right\} \quad (3.18)$$

Graficando la expresión (3.18) en el rango de 0 a 4 GHz, y que corresponde a la respuesta en frecuencia del filtro se obtiene la figura 3.6. Nuevamente se han considerado los valores  $L_1=4.356\text{m}$ ,  $L_2=4.634\text{m}$ ,  $V_\pi = 5.6\text{V}$ ,  $V_m = 0\text{ dBm}$ . La cancelación de la tercera ventana pasa-banda en esta grafica se justifica por el hecho de que coincide con el valor del primer nulo ( $\Gamma_{ccw}$ ) que corresponde a 2.26 GHz. Por consiguiente, las siguientes ventanas pasa-banda estarán desplazadas a frecuencias más elevadas, pero conservando su ancho de banda a -3 dB de 370 MHz.

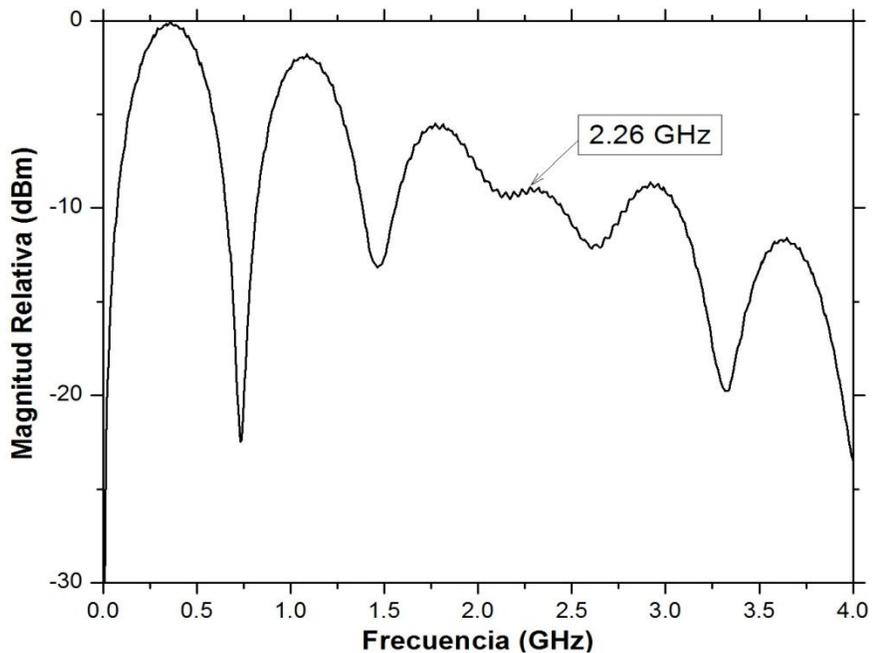


Fig. 3.6 Respuesta en frecuencia del sistema filtro fotónico.

## Resumen.

En este capítulo se presentó primeramente la configuración básica del filtro fotónico, seguido de un análisis matemático en base al recorrido de las señales a través de cada uno de los elementos que conforman el sistema. Se determinó, que la respuesta en frecuencia del filtro está dada básicamente por interferencia de ondas, la cual depende de las longitudes en las trayectorias ( $L_1$  y  $L_2$ ) del lazo Sagnac, así como de la frecuencia de

modulación ( $\omega_m$ ). Finalmente, se introdujo el parámetro de retardo fase inducido y que es producto del acoplamiento de velocidades en el EOM. Se determinó que este parámetro influye significativamente en el comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro fotónico.

## Referencias.

- [1] E. H. Chan, R. A. Minisian, “*Sagnac-loop-based equivalent negative tap photonic notch filter*”, IEEE photonics technology letters, 2005, no. 8, vol. 17, pp. 1740-1742.
- [2] G. Ning, P. Shum. “*Coherence-free microwave photonic notch filter with a single driver intensity modulator in a Sagnac fiber loop*”. Applied Optics, vol. 46, no. 29, pp. 7179-7183, October 2007.
- [3] Y. Gao, L. Dou, Anshi Xu, P. Shum, M. Tang. “*Novel tunable microwave photonic notch filter using a 3X3 coupler based Sagnac loop*”. Optics communications, November 2007.
- [4] Hervé Lefèvre, “*The fiber-optic gyroscope*”. Artech House Inc., pp. 177-225, 273-284, Norwood 1993.
- [5] B. Ostrovsky, G. V. Ostrovskaya, M. M. Butusov. “*Interferometry by Holography*”. Board, vol. 20, pp. 28-53, New York 1980.
- [6] M. R. Spiegel, “*Manual de fórmulas y tablas matemáticas*”. McGraw-Hill, pp. 5-23, México 1991.
- [7] A. Yariv, P. Yeh, “*Photonics*”. 6ta. Ed., pp. 406-458, Oxford NY. 2007.
- [8] G. Ning, L. H. Cheng, J. Q. Zhou, “*Period-generating different modulation formats by inserting an electro-absorption modulator in a Sagnac fiber loop*”. Applied Physics B 91, pp. 483-487, Singapore 2008.
- [9] W. R. Leeb, L. Scholtz Arpad, Ernst. bonek, “*Measurement of velocity mismatch in traveling-wave electrooptic modulator*”. Quantum Electronics IEEE Journal, no. 1, vol. QE-18, 1982.



# Capítulo 4

## Resultados experimentales.

### 4.1- Introducción.

Este capítulo tiene por objetivo utilizar los procesos teóricos del sistema filtro fotónico obtenidos en el capítulo anterior, para así generar resultados de simulación en el dominio de la frecuencia, y de esta manera hacer posible una comparación con los resultados experimentales obtenidos en laboratorio. Finalmente, se pretende generar una aplicación potencial del sistema filtro fotónico. Para esto, en primer término se presenta la configuración del sistema filtro fotónico, así como la caracterización de algunos de los dispositivos que lo conforman. Posteriormente, se muestran los resultados experimentales del sistema bajo diferentes longitudes del lazo Sagnac. Por último, se propone una aplicación para el filtro, al realizar la transmisión de una señal de video NTSC, bajo dos diferentes esquemas: el primero, permite la adaptación del sistema a la señal a transmitir, y el segundo la sintonización de la señal NTSC a las características de la respuesta en frecuencia del sistema filtro fotónico.

### 4.2- Caracterización de dispositivos que conforma el sistema filtro fotónico.

La figura 4.1 muestra la configuración experimental utilizada para la implementación del filtro fotónico. Básicamente está conformado por una fuente óptica láser DFB emitiendo alrededor de 1300 nm (NECEL NX-8304

@  $P_o=2$  mW), un aislador óptico (LIN 4013SAFC @ 1310nm) que evita reflexiones de la señal óptica hacia la fuente.

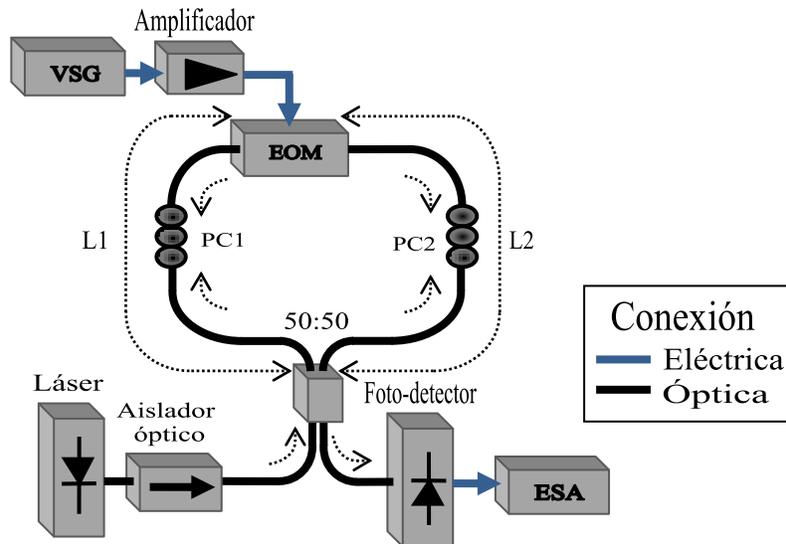


Fig. 4.1 Configuración del sistema.

Un acoplador óptico (LIN 10202A-50 FC @ 50:50, 1310nm-1550nm), dos controladores de polarización óptica (THORLABS FPC031), un modulador electro óptico de fase (PHOTLINE EOM MPZ-LN-10 @ BW=10 GHz), una etapa de amplificación eléctrica (amplificadores eléctricos: Minicircuits ZJL-7G @ BW= 20MHz-7GHz, 10 dB, Minicircuits ZJL-4HG @ BW= 20MHz-4GHz, 17 dB, Minicircuits ZFL-1000H @ BW= 10MHz-1GHz, 28 dB), un generador de señales vectoriales (Vectorial Signal Generator, marca Agilent, modelo E4438C @ BW= 250KHz-4 GHz) que proporciona la señal eléctrica de modulación, un foto-detector rápido (Miteq DR-125G-A @ BW= 30KHz-12.5GHz), y un analizador de espectros eléctricos (Electrical Signal Analyzer, marca Agilent, modelo E4407B @ BW= 9KHz-26.5 GHz).

#### 4.2.1 Caracterización de la fuente óptica.

La figura 4.2 corresponde al esquema experimental utilizado para la caracterización de la fuente láser DFB. La finalidad de esta caracterización

es determinar con precisión la longitud de onda central de emisión ( $\lambda_0$ ) así como sus características espectrales. La fuente óptica se conecta a un analizador de espectros ópticos (OSA, marca agilent, modelo 86143B) por medio de un aislador óptico para evitar reflexiones.

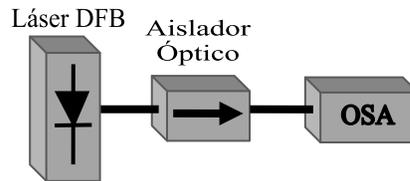


Fig. 4.2 Esquema utilizado para la caracterización de la fuente láser.

La figura 4.3 corresponde al espectro de emisión óptico de la fuente láser DFB para una corriente de polarización de 25 mA (corriente proporcionada por un controlador integrado en la fuente láser). Obteniéndose una  $\lambda_0=1313.94$  nm, un ancho espectral  $\Delta\lambda=0.55$  nm, y una potencia óptica de 0.13 dBm (1.03 mW).

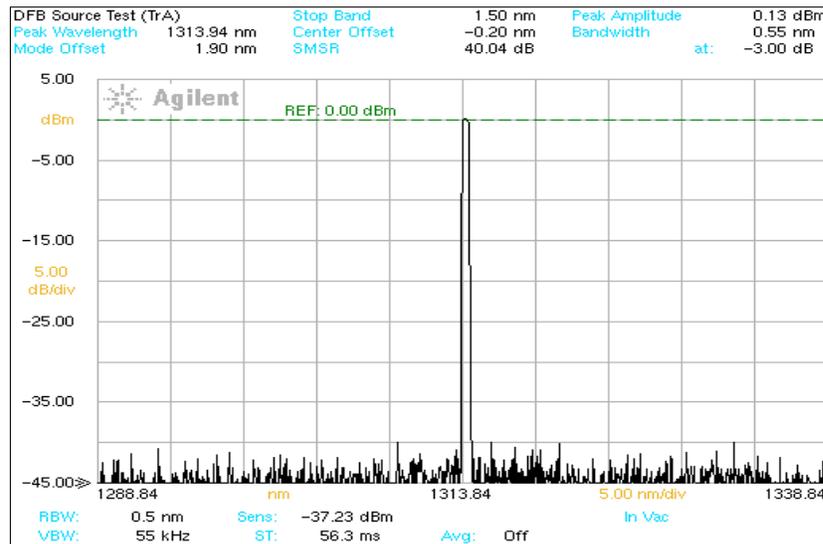


Fig. 4.3 Espectro de emisión óptico de la fuente DFB (25 mA).

## 4.2.2 Medición del BW de los amplificadores eléctricos.

El esquema mostrado en la figura 4.4 permite obtener el ancho de banda (BW) de los amplificadores eléctricos. Básicamente el amplificador es polarizado en DC, y conectado en su entrada y salida por el VSG y ESA, respectivamente. El VSG proporciona un barrido en frecuencia en el rango de 250 KHz-4 GHz de una señal eléctrica con una potencia de 0 dBm.

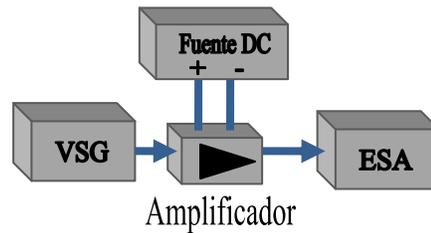


Fig. 4.4 Esquema utilizado para la caracterización del amplificador.

El BW obtenido para cada amplificador es mostrado en la figura 4.5, donde se indica la frecuencia de corte a -3dB.

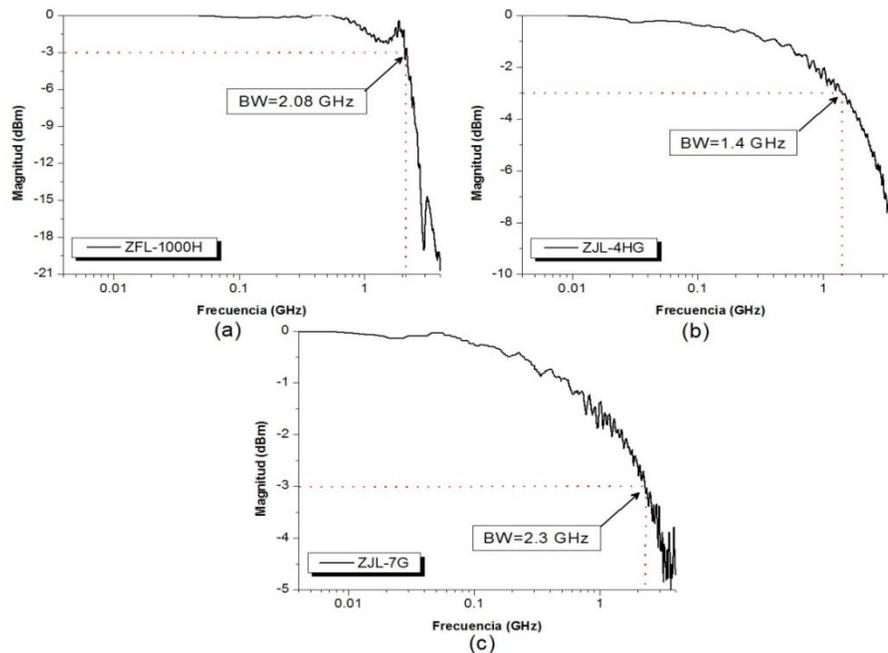


Fig. 4.5 Respuesta en frecuencia de los amplificadores eléctricos: a) Amplificador 1000H b) Amplificador 4HG, c) Amplificador 7G.

### 4.2.3 Medición del voltaje de media onda.

La medición del voltaje de media onda ( $V_{\pi}$ ) del EOM de fase, permite determinar la región lineal de operación de este dispositivo. Para su obtención, se utilizó el esquema de la figura 4.6. La señal óptica del láser DFB es inyectada al EOM donde es modulada por una señal eléctrica de baja frecuencia y forma triangular proveniente de un generador de funciones a las condiciones:  $V_{pp}=8$  Volts y frecuencia=100 Hz.

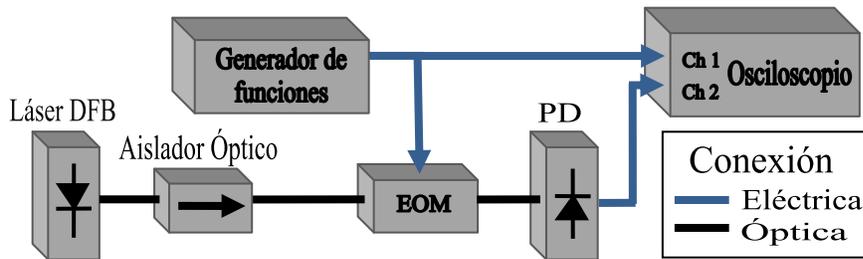


Fig. 4.6 Esquema para la obtención de  $V_{\pi}$  del EOM.

El osciloscopio monitorea la señal aplicada así como la recuperada por el PD. La curva de la parte superior de la figura 4.7 (a) corresponde a la señal del generador de funciones (canal 1), mientras que, la curva de la parte inferior corresponde a la señal modulada (canal 2). La figura 4.7 (b) muestra el valor de  $V_{\pi} = 5.6V$  medido en el osciloscopio en el modo X-Y.

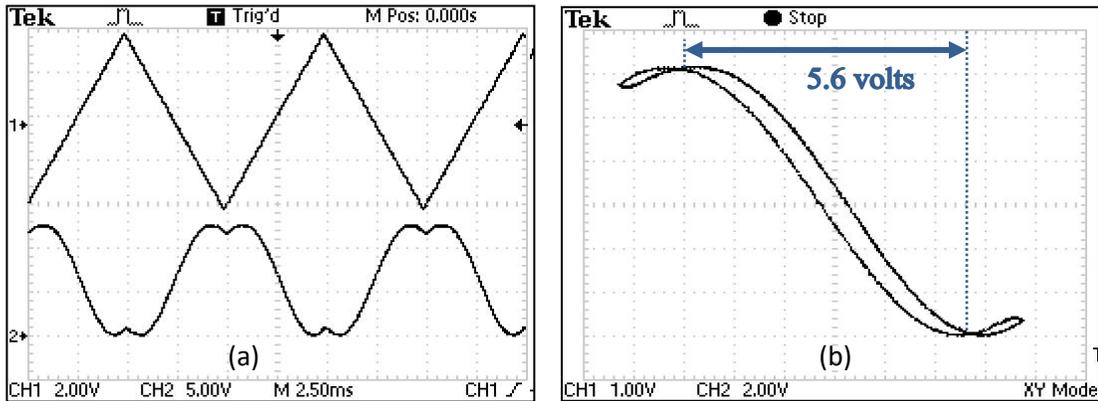


Fig. 4.7 Medición del voltaje de media onda  $V_{\pi}$ : (a) Comparación de señales en el osciloscopio (Ch1 y Ch 2), (b) Gráfica en modo X-Y del osciloscopio.

### 4.3- Resultados experimentales del sistema filtro fotónico.

Una vez conocidos los principales parámetros de los componentes ópticos y eléctricos que intervienen en el filtro ilustrado en la figura 4.1, se procedió a determinar su respuesta en frecuencia. Para esto, los “brazos” del lazo Sagnac L1 y L2 están formados por diversos segmentos de fibra óptica como se observa en la figura 4.8; donde :  $L_{A1}$  y  $L_{B1}$  corresponden a la fibra presente en los extremos del EOM,  $L_{A2}$  y  $L_{B2}$  son las longitudes de las fibras de los controladores de polarización ópticos,  $L_{A3}$  y  $L_{B3}$  son las fibras de las terminales del acoplador óptico 50:50,  $L_A$  y  $L_B$  son fibras ópticas de diferentes longitudes (las que se variaran para obtener diferentes respuesta en frecuencia del filtro).

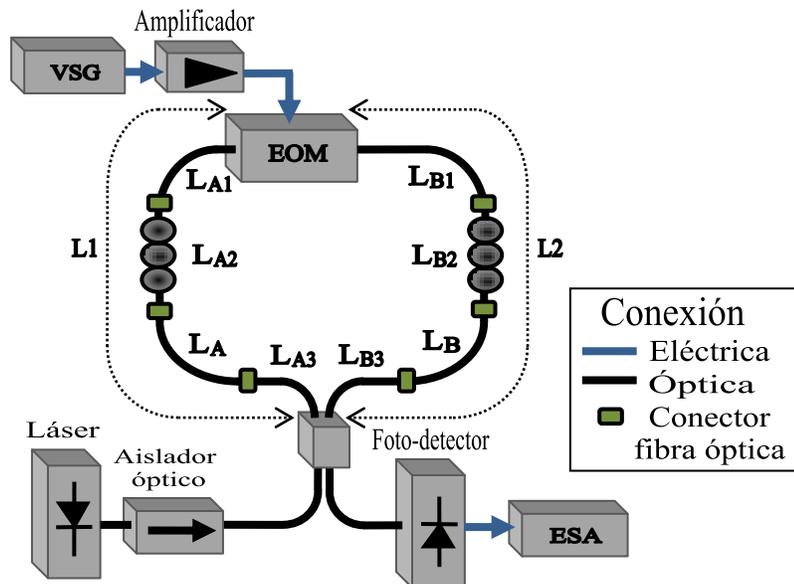
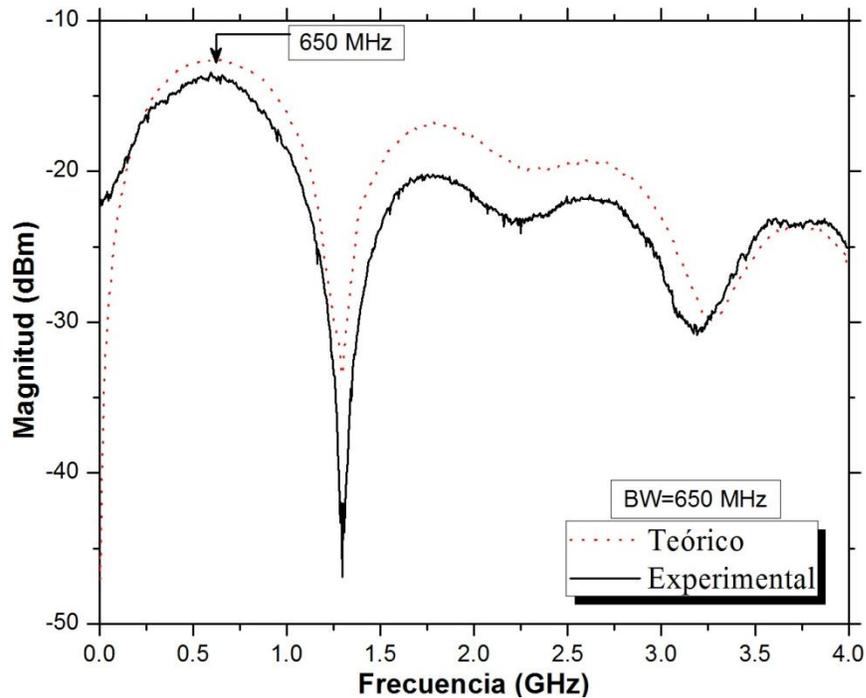


Fig. 4.8 Diferentes trayectos de fibra óptica dentro del lazo Sagnac.

En particular, la suma de todos estos segmentos es de  $L1=4.57$  m, y  $L2=4.41$  m, lo que da una diferencia de longitudes  $\Delta L=0.15$  m. Por medio del VSG se realizó un barrido en frecuencia en el rango de 250 KHz a 4 GHz a una potencia de 0 dBm. La señal eléctrica es amplificada (10 dBm) y aplicada al EOM. La figura 4.9 muestra la respuesta experimental obtenida la

cual es comparada con la respuesta teórica (línea punteada), observándose una buena concordancia entre estos resultados. La generación de una ventana pasa-banda (BP) situada a 650 MHz y con un  $BW(-3dB)=650$  MHz es claramente observable.



*Fig. 4.9 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L=0.15$  m.*

Como se analizó en el capítulo anterior, la frecuencia central así como el BW de las bandas pasantes, es función de la diferencia de longitudes ( $\Delta L$ ) del lazo Sagnac. En ese sentido, se realizaron experimentos para diferentes valores de  $\Delta L$ . En la tabla 2, se tabulan valores para  $L_1$  y  $L_2$  utilizados, así como el respectivo valor de la frecuencia central ( $f_0$ ) y ancho de banda obtenidos. En las graficas 4.10 a 4.14, se observa que a medida que el valor de  $\Delta L$  se incrementa, se obtiene un mayor número de ventanas pasa-banda. Nuevamente, los resultados experimentales (línea continua) son graficados junto a los teóricos (línea opunteada), encontrando una buena concordancia entre ellos. La presencia del valor nulo debido a la influencia del retardo de

fase inducido, como se analizó en el capítulo precedente, aparece situado al valor de 2.26 GHz.

L1 (m)	L2 (m)	$f_0$ y BW (MHz)	$\Delta L$ (m)	Figura
4.35	4.63	370	0.28	4.9
4.57	5.19	165.5	0.62	4.10
4.44	5.16	136	0.72	4.11
4.60	3.18	68	1.42	4.12
4.35	2.41	52	1.94	4.13

Tabla 2 Características L1, L2,  $\Delta L$  y BW del sistema filtro fotónico.

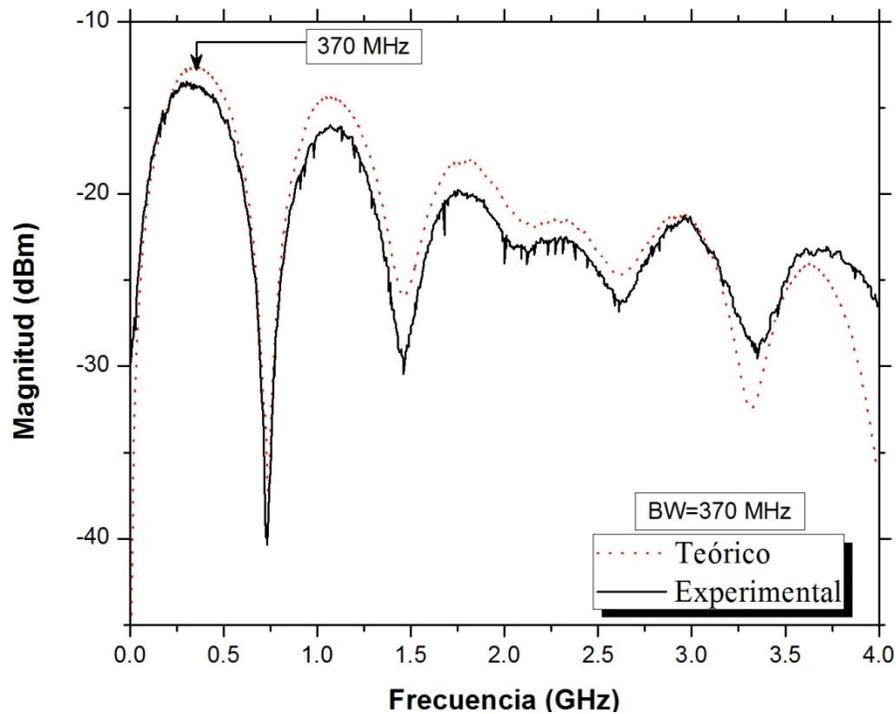


Fig. 4.10 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L=0.28$  m.

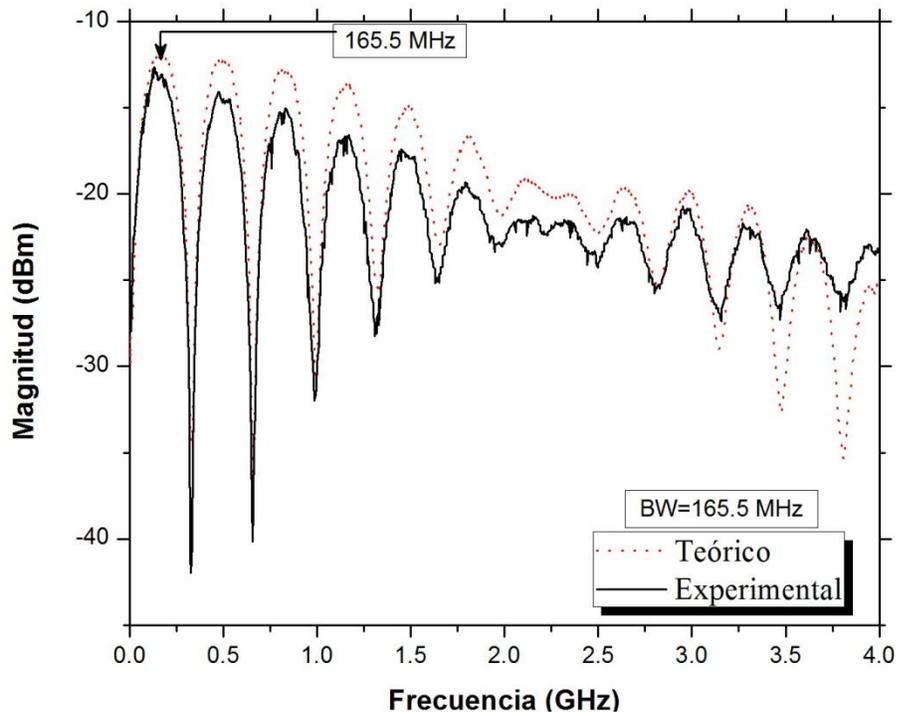


Fig. 4.11 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L=0.62$  m.

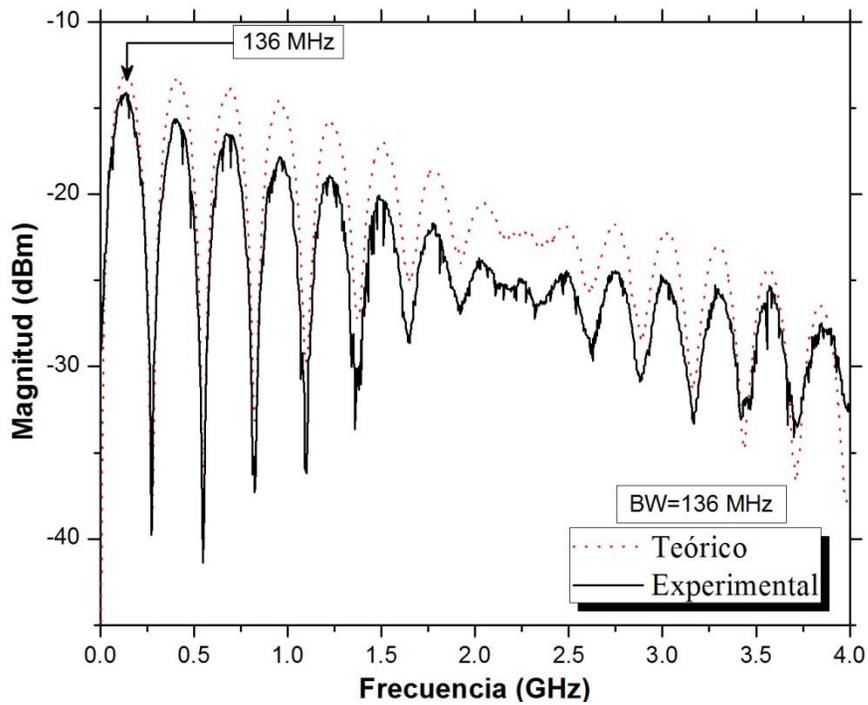


Fig. 4.12 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L=0.72$  m..

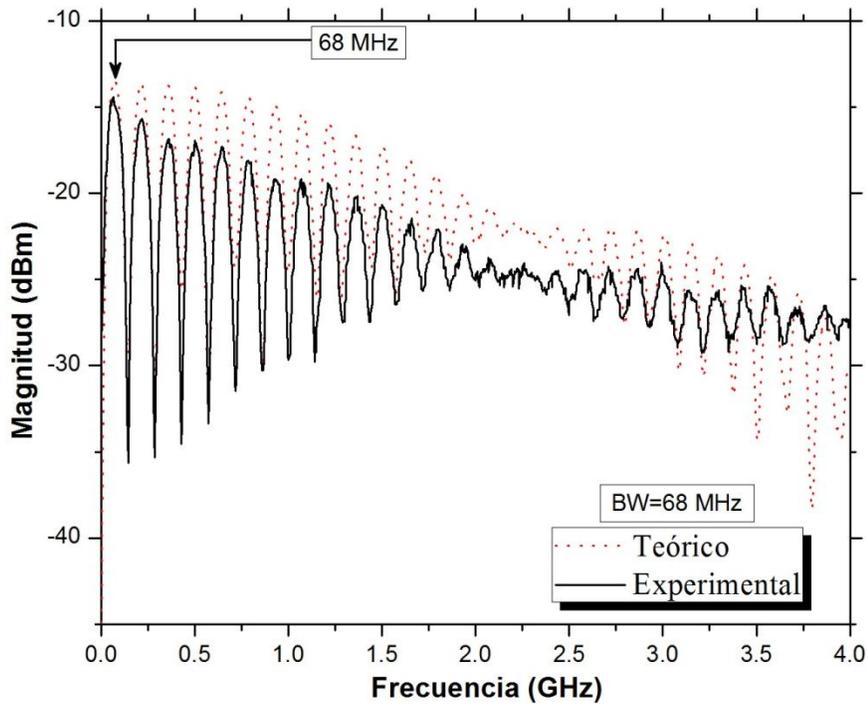


Fig. 4.13 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L = 1.42$  m.

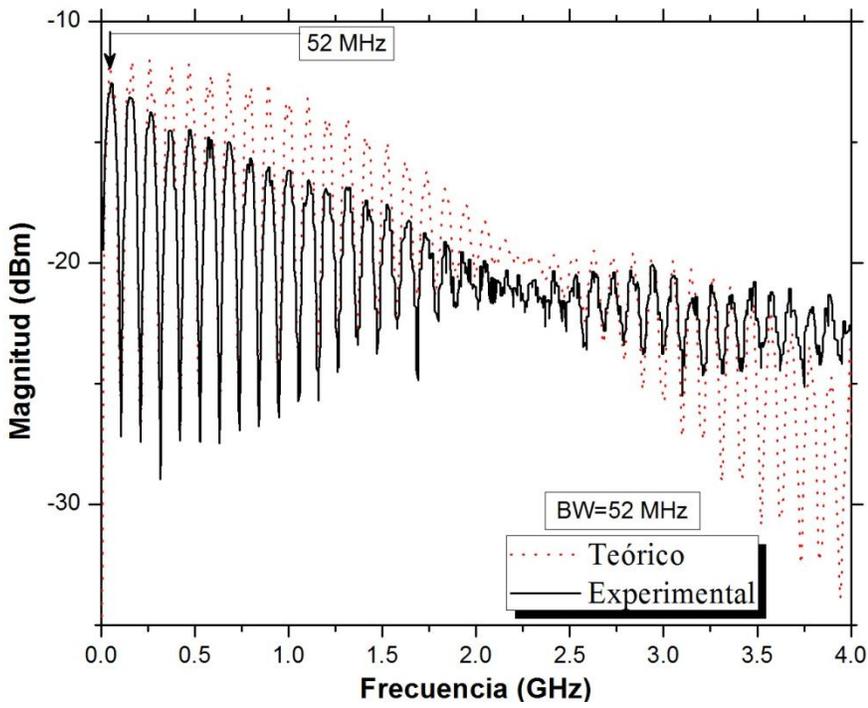


Fig. 4.14 Respuesta en frecuencia del filtro fotónico para  $\Delta L = 1.94$  m.

El hecho de poder “sintonizar” las bandas pasantes en función de la diferencia de longitudes  $L_1$  y  $L_2$ , hacen que el sistema tenga una característica interesante para poder adaptarse a las exigencias particulares, como se demostrará en la siguiente sección.

#### 4.4- Aplicación potencial del sistema estudiado.

A fin de mostrar una aplicación potencial del filtro fotónico en un sistema de comunicación óptico, se realizaron transmisiones a gran distancia a través de 28 Km de fibra monomodo estándar. En particular, se realizó la transmisión de una señal de video NTSC (National Television System Committee), codificada en ventanas BP situadas a diferente frecuencia.

##### 4.4.1 Transmisión en la ventana ubicada a 68 MHz

En esta sección se describe la transmisión de una señal de video NTSC codificada en la ventana pasa-banda situada a 68 MHz (fig. 4.15), y que es producto de una  $\Delta L=1.42$  m.

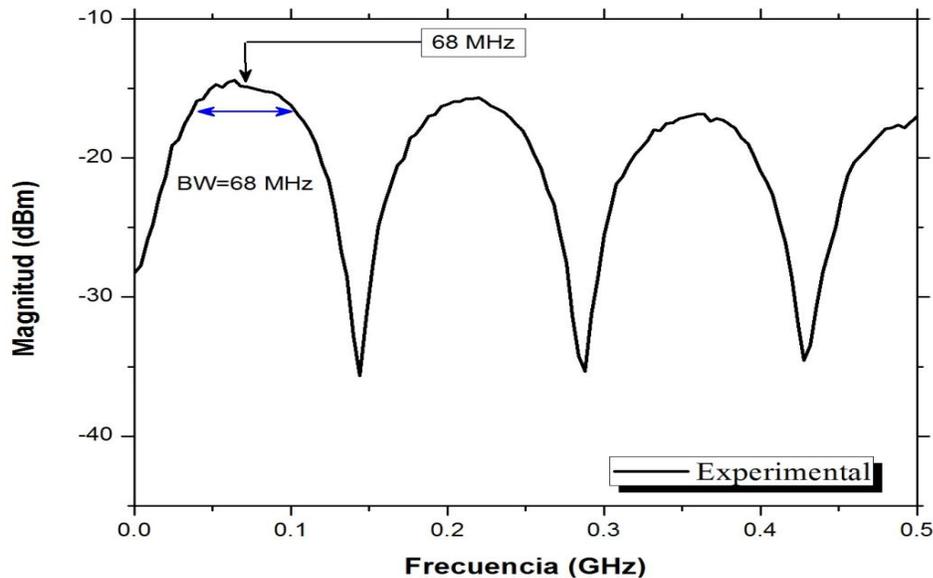
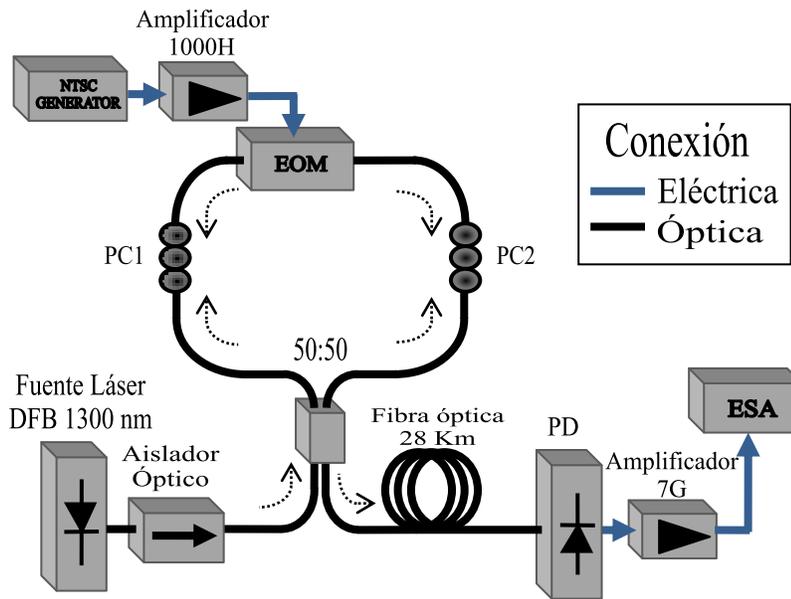


Fig. 4.15 Ventana pasa-banda ubicada en 68 MHz para  $\Delta L=1.42$  m.

El esquema experimental utilizado para el proceso de transmisión de la señal de video se muestra en la figura 4.16. Básicamente, se trata de la configuración mostrada en la figura 4.1, a excepción de que la fuente de RF es sustituida por un generador de video (BK precision 1249B). El uso de fibra óptica monomodo estándar (ALCATEL DSL1029795 @  $\alpha=0.33$  dB/Km), evita problemas de dispersión en la transmisión.



*Fig. 4.16 Configuración del sistema para la transmisión de una señal en banda base.*

Las características de la señal del tipo video a color analógica codificada sobre una señal portadora en el canal 4 de televisión (67.25 MHz), como se muestra en la figura 4.17.

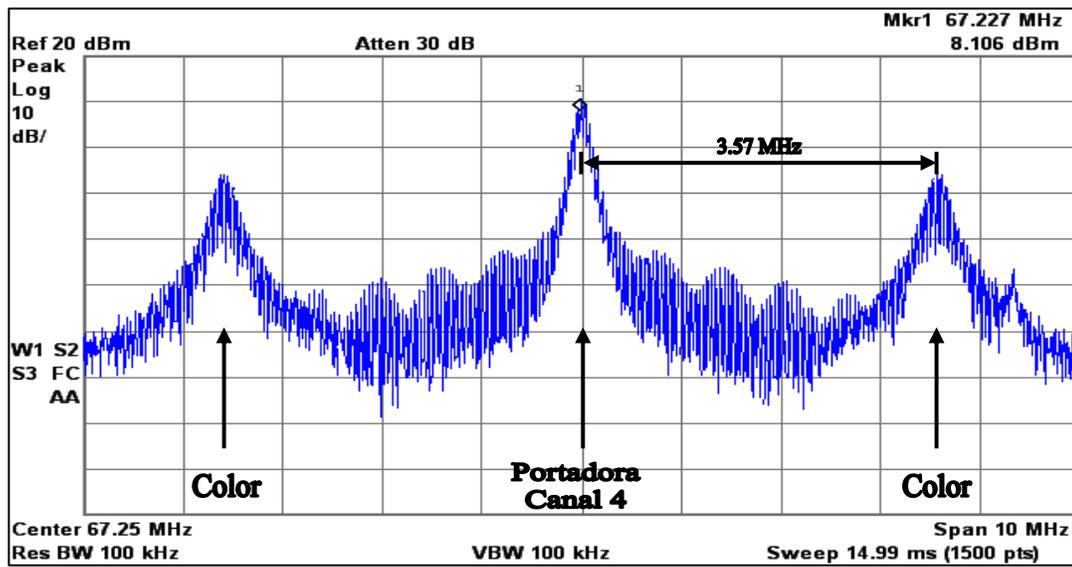


Fig. 4.17 Señal de video NTSC.

Una fotografía del montaje experimental se muestra en la figura 4.18 donde se indican los componentes utilizados en este experimento.

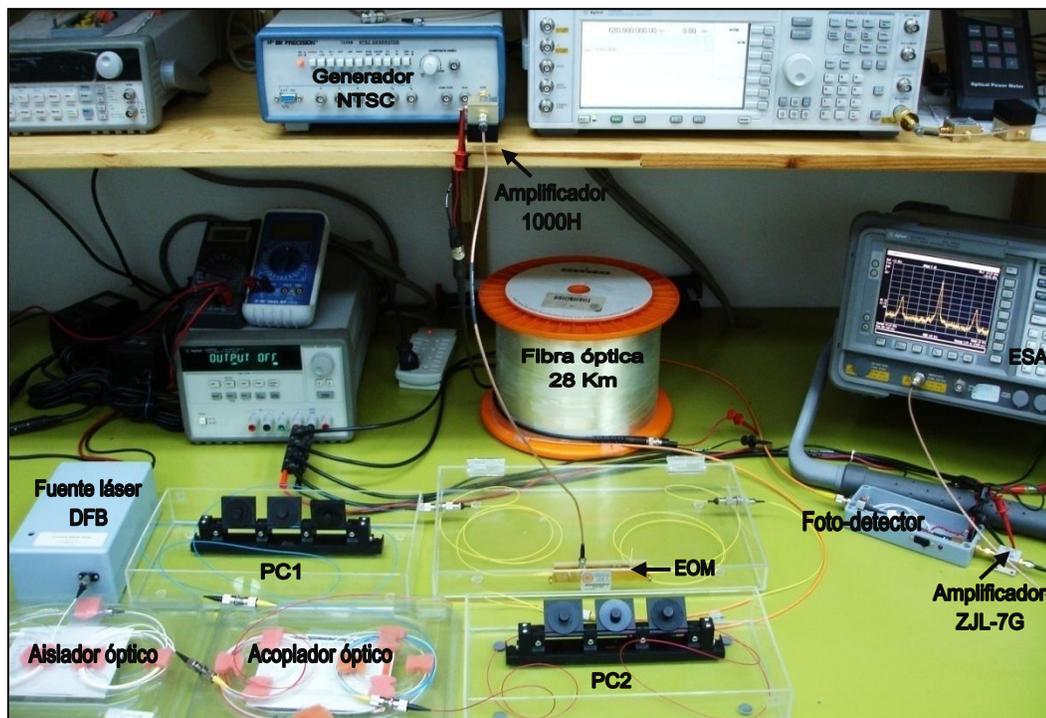


Fig. 4.18 Fotografía del sistema implementado en laboratorio.

La señal de video es amplificada y aplicada al EOM, el haz óptico modulado por esta señal de video es transmitido a través de 28 Km de la fibra óptica. Finalmente, el haz óptico es recuperado por el PD y la señal eléctrica recuperada es analizada por medio del ESA. La figura 4.19 corresponde al espectro eléctrico de la señal recuperada, donde la relación señal a ruido (SNR) media es de un valor de 25 dBm.

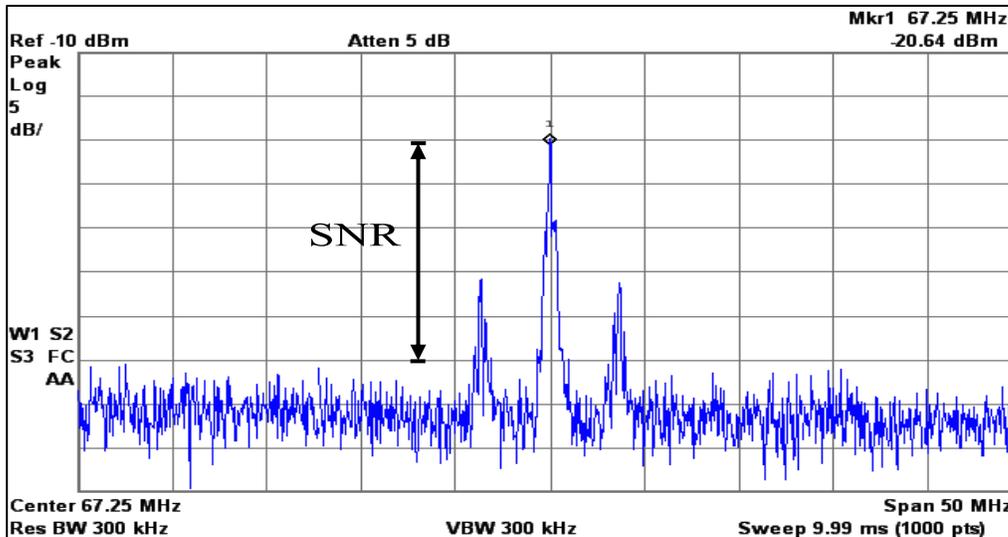


Fig. 4.19 Señal de video recuperada.

#### 4.4.2 Transmisión en la ventana ubicada a 408 MHz

Por otro lado, es posible realizar la transmisión de la señal de video NTSC codificada en ventanas pasabandas situadas a frecuencias superiores. Para probar esto, se eligió ahora la ventana pasabanda situada a 408 MHz y que corresponde a un  $\Delta L=0.72$  m., como se observa en la figura 4.20.

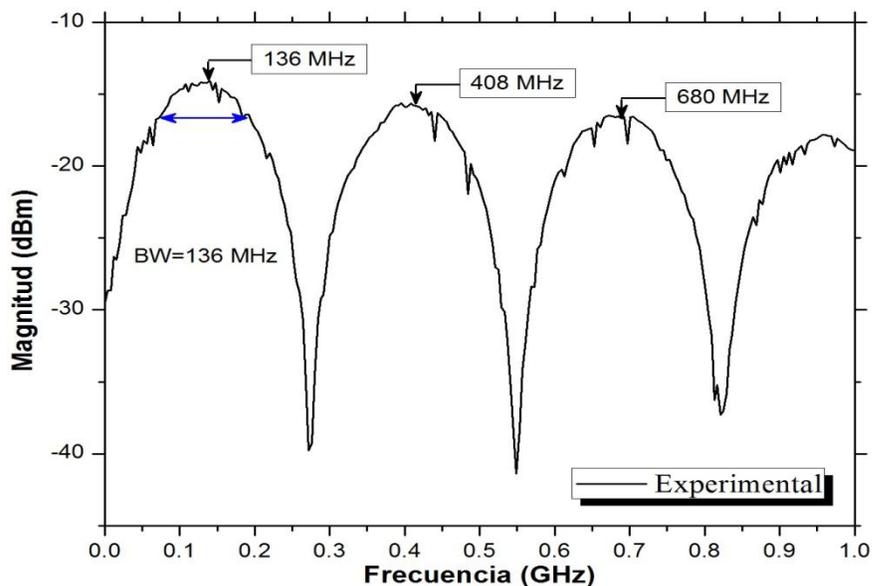


Fig. 4.20 Ventana pasa-banda ubicada en 408 MHz para  $\Delta L=0.72$  m.

Para esto, se realizaron modificaciones al sistema mostrado en la figura 4.15, agregando mezcladores de frecuencia como se muestra en la figura 4.21.

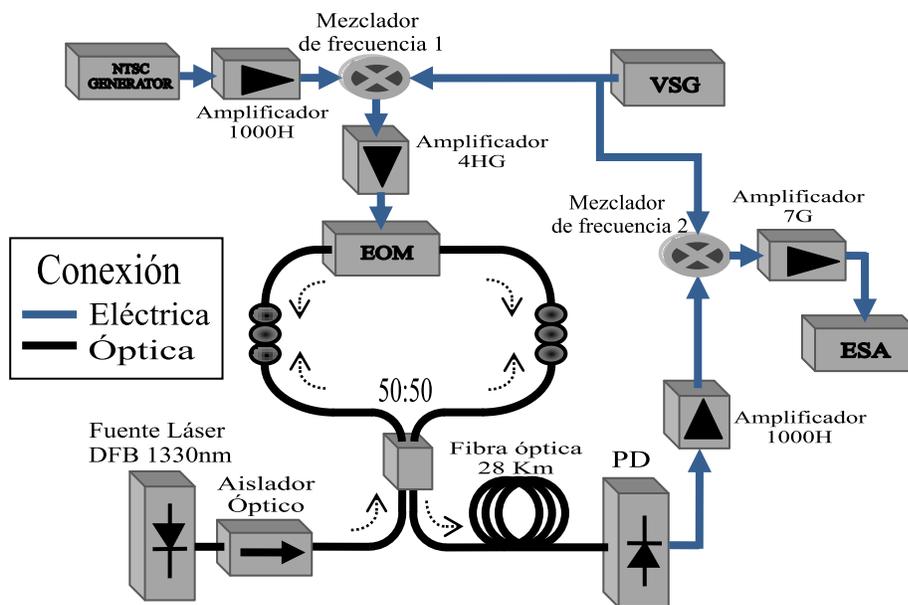


Fig. 4.21 Configuración del sistema para el posicionamiento de la señal de video en diferente región BP.

El mezclador de frecuencia 1 (Minicircuits ZX05-11X @ BW=20MHz-2GHz), combina la señal de video NTSC con una señal portadora a 408 MHz (frecuencia ascendente) la cual es proporcionada por el VSG. La figura 4.22 corresponde al espectro eléctrico de las señales mezcladas.

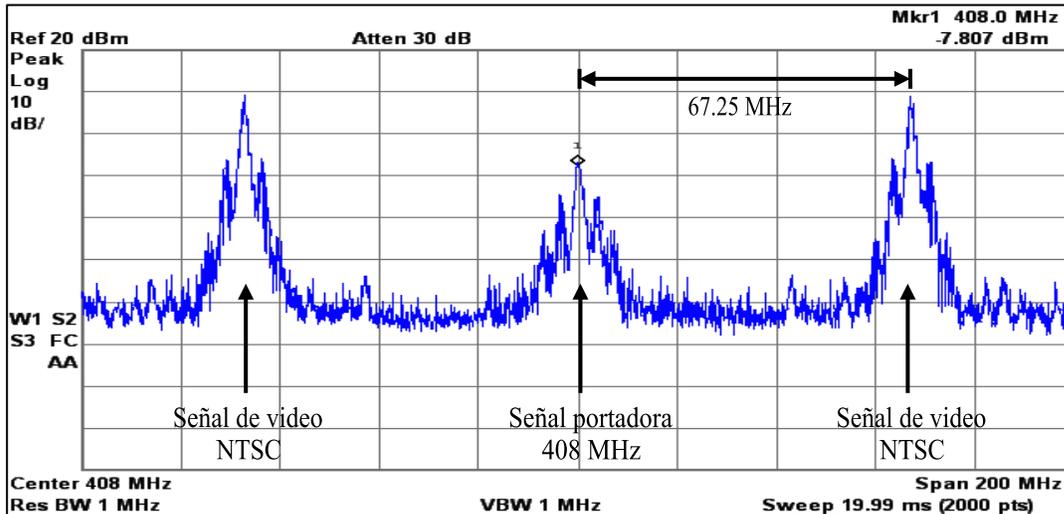


Fig. 4.22 Señal de video mezclada con una portadora de 408 MHz.

La figura 4.23 muestra una fotografía del montaje experimental, donde se indican los componentes utilizados en el laboratorio.

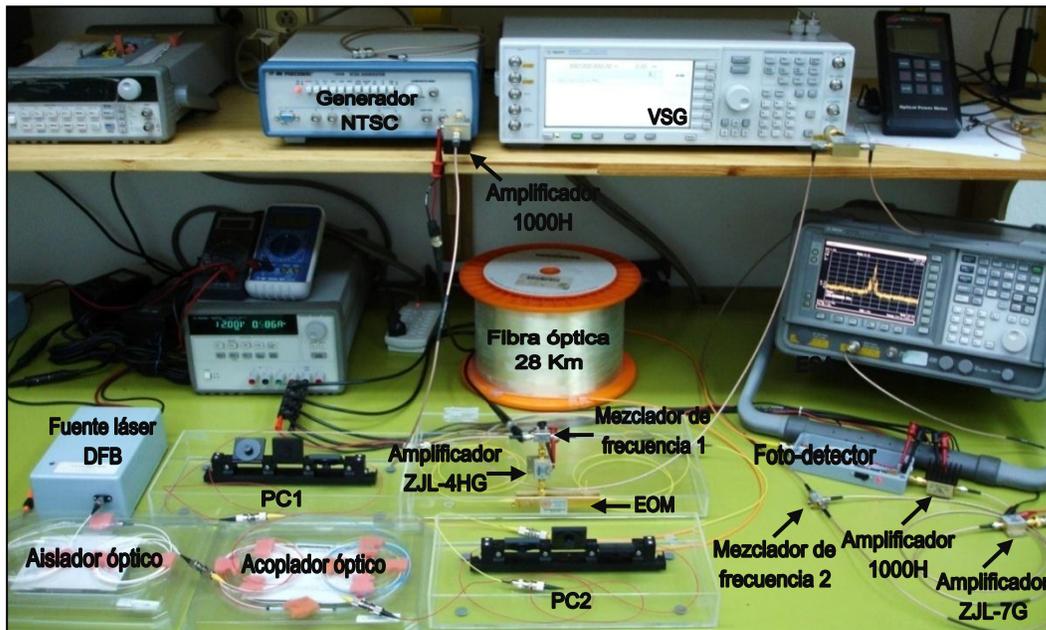


Fig. 4.23 Fotografía de la aplicación del sistema en laboratorio.

La señal mezclada (fig. 4.22) es amplificada y aplicada al EOM, el haz óptico modulado por esta señal es transmitida nuevamente en 28 Km de fibra óptica. La señal luminosa es recuperada por el PD y la señal eléctrica resultante es amplificada y de nuevo mezclada (mezclador de frecuencia 2) con una señal de 408 MHz (frecuencia descendente) para suprimir la señal portadora. La figura 4.24 corresponde a la señal obtenida por el ESA, donde la relación señal a ruido (SNR) media es de un valor de 25 dBm.

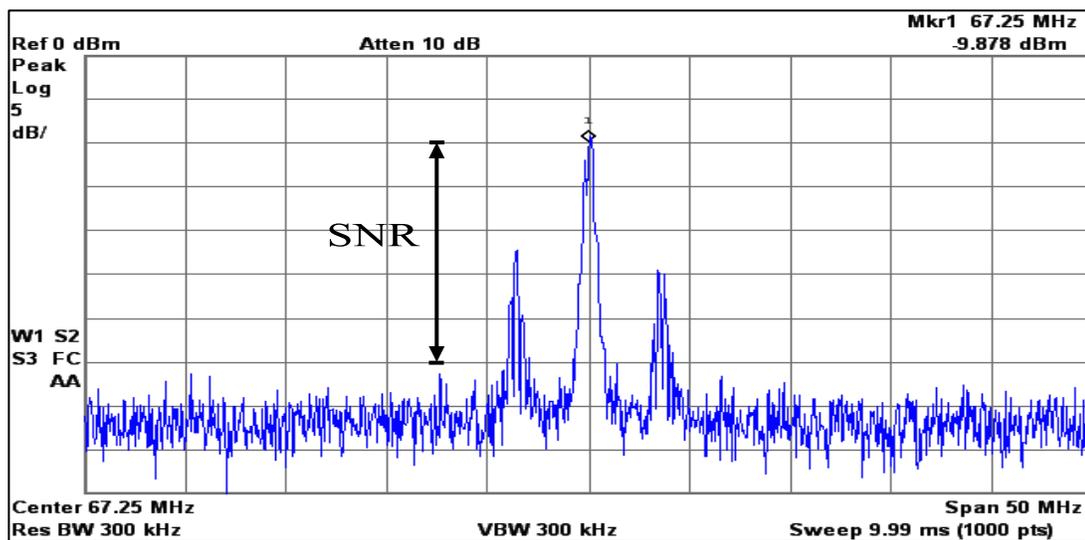


Fig. 4.24 Señal de video transmitida en la segunda ventana BP.

#### 4.4.3 Transmisión en la ventana ubicada a 680 MHz.

De manera similar, para realizar el proceso de transmisión de la señal de video codificada en la tercera ventana pasa-banda de la figura 4.20, se realizó la combinación de señales en el mezclador de frecuencia 1 ahora con una portadora de 680 MHz, dando como resultado el espectro eléctrico de la figura 4.25.

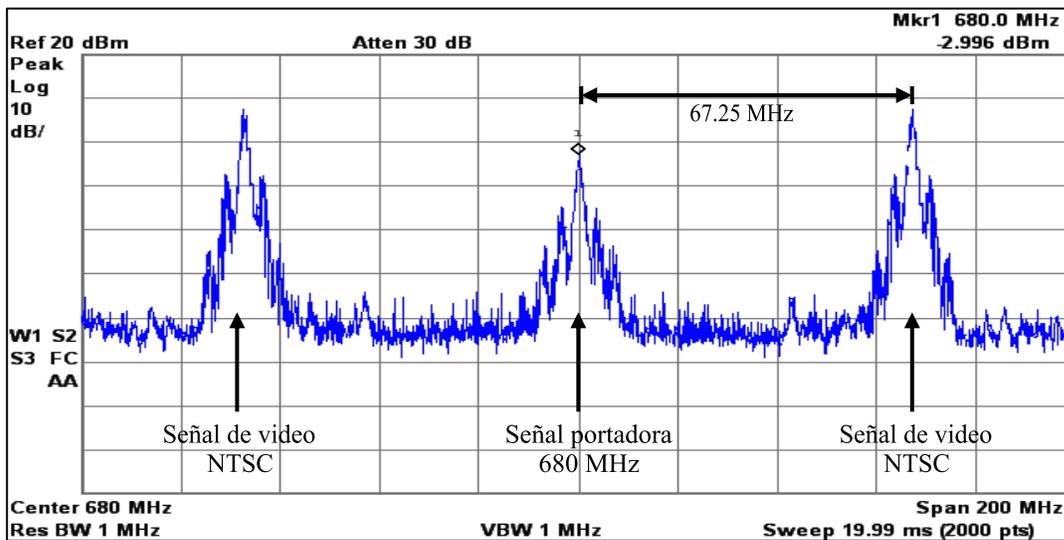


Fig. 4.25 Señal de video mezclada con una portadora de 680 MHz.

La señal con las características de la figura anterior modula al haz óptico que circula por el EOM, el cual es transmitido nuevamente en 28 Km de fibra óptica y recuperado en el PD. La señal eléctrica resultante es mezclada con la señal portadora de 680 MHz, con la finalidad de cancelar la portadora, finalmente la señal de video recuperada, se muestra en la figura 4.26.

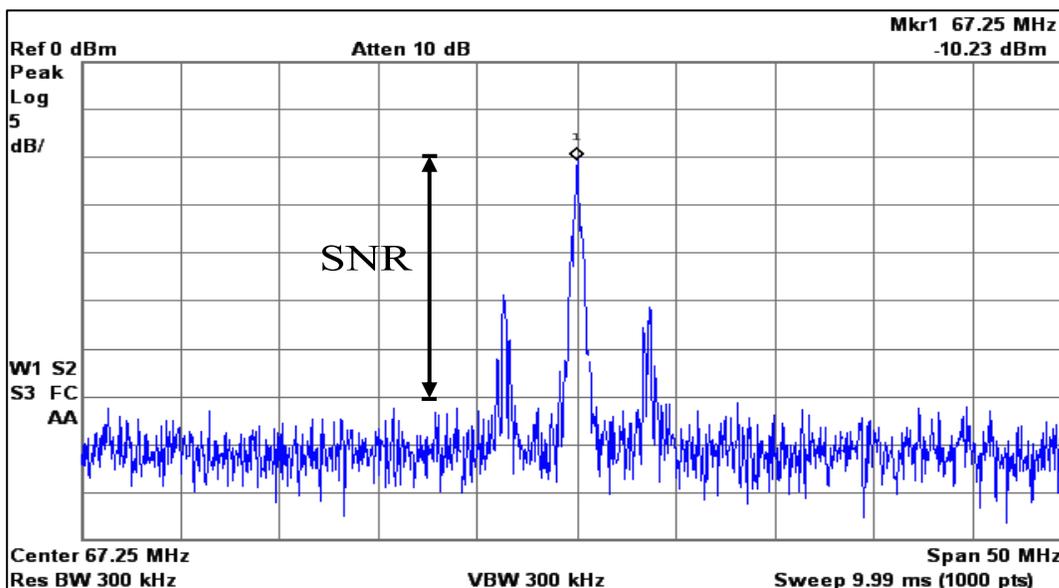


Fig. 4.26 Señal de video transmitida en la tercera ventana BP.

De esta manera se concluye con la evaluación del uso práctico del sistema del filtro fotónico, cumpliendo de manera óptima con el objetivo de transmisión de señales utilizando el sistema propuesto.

## **Resumen.**

En este capítulo se presentaron los resultados teóricos y experimentales del sistema filtro fotónico. Para lo cual se generaron resultados de simulación para diferentes características de configuración y se compararon con las respuestas obtenidas experimentalmente, en donde se encontró gran concordancia entre éstos.

De manera similar se propuso una aplicación del sistema, en donde se transmitió una señal de video NTSC en el canal 4 de televisión, bajo dos procesos diferentes. En el primero, se adaptó el sistema filtro fotónico, a las características espectrales de la señal de video, y en el segundo punto, se sintonizó la señal NTSC en algunas regiones BP de la respuesta en frecuencia del sistema, y de esta manera, se cumplió con el objetivo práctico del filtro fotónico.



## Capítulo 5.

### Conclusiones.

En este trabajo se realizó el estudio de un filtro fotónico basado en el lazo Sagnac. Para esto, se realizó primeramente un análisis detallado del flujo de propagación de señales ópticas a través del sistema bajo estudio, encontrando una expresión que determina la respuesta en frecuencia del filtro. La expresión obtenida, es función de la frecuencia angular de modulación eléctrica ( $\omega_m$ ) y las longitudes del lazo Sagnac (L1 y L2). Al realizar una comparación con los resultados obtenidos experimentalmente, se encontró una discrepancia entre estos resultados. Se determinó que el parámetro de retardo de fase inducido ( $\Gamma$ ), debido al acoplamiento de velocidades de las señales ópticas y eléctricas que circulan por el EOM, influía de manera directa a las fases ( $\varphi_{mcw}$  y  $\varphi_{mccw}$ ) generadas en el proceso de modulación de la señal óptica en ambas direcciones dentro del lazo Sagnac. Esto permitió el desarrollo de una nueva expresión que comprende este retardo de fase y que determina el comportamiento en frecuencia del filtro fotónico.

Posteriormente, se propuso una aplicación práctica del sistema estudiado, al realizar la transmisión de una señal de video NTSC en el canal 4 de televisión en una distancia de 28 Km utilizando fibra óptica estándar. Esta transmisión se realizó bajo dos procesos diferentes. El primero, permitió la adaptación del sistema filtro fotónico, a las características espectrales de la señal de video; y en el segundo punto, se generó la sintonización de la señal NTSC a la frecuencia central de las bandas pasantes generadas en la respuesta en frecuencia del sistema. En ambos casos, la señal de banda

base transmitida presentó una relación señal a ruido  $SNR=25$  dBm. Como consecuencia, se demostró la flexibilidad que presenta el sistema filtro fotónico.

Finalmente, el sistema estudiado puede ser transformado para aplicaciones futuras, como es: la transmisión de información en redes locales y de larga distancia por medio de multi-canalización de señales, permitiendo la transmisión y filtrado simultáneo.

# Apéndice A.

## Herramienta en Matlab.

La herramienta generada en Matlab permite obtener cada uno de los parámetros que intervienen en el funcionamiento del modulador electro-óptico (EOM). Las características de la interfaz del programa se muestran en la figura A.1.

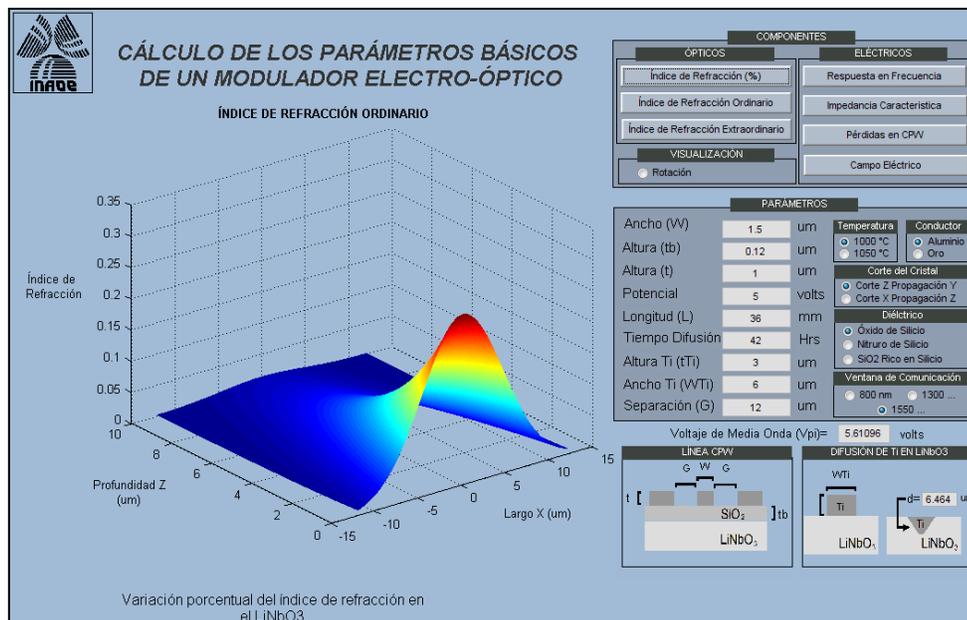


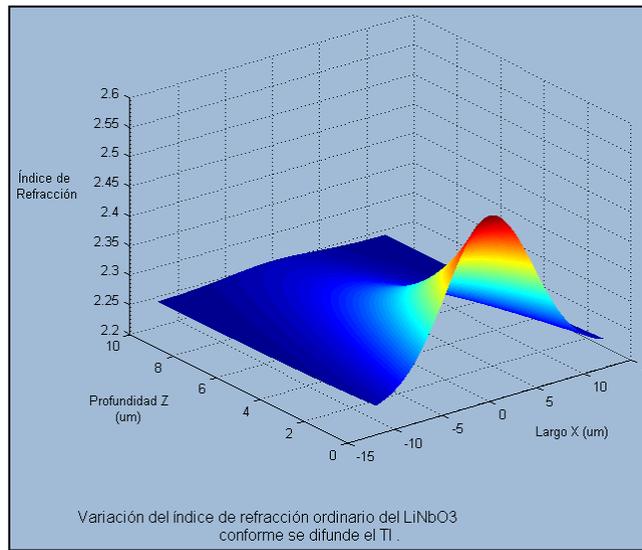
Fig. A.1 Características de la interfaz del programa en Matlab.

La interfaz en Matlab trabaja bajo las condiciones introducidas por el usuario, para esto, es necesario ingresar ciertas características determinadas en el diseño y proceso de fabricación del EOM. Por lo tanto, se cuenta con los parámetros de la tabla A.1, los cuales pueden ser introducidos en el programa, y de manera similar son visualizados en la parte inferior derecha de la interfaz:

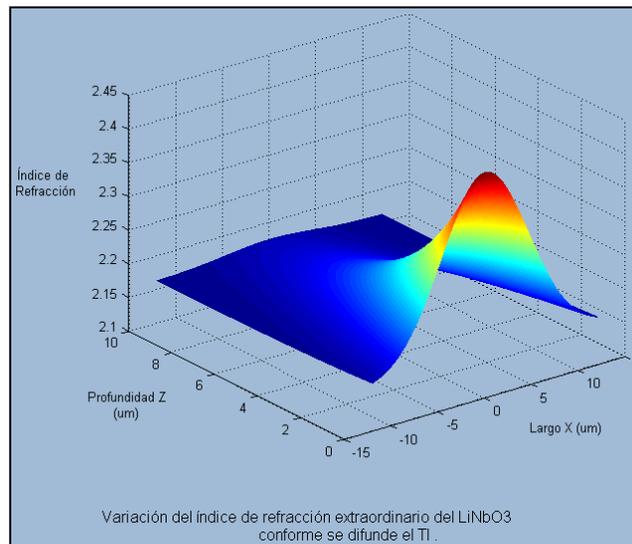
PARÁMETROS DE LA INTERFAZ MATLAB	DESIGNACIÓN
Ancho del conductor central CPW (w)	$\mu\text{m}$
Separación entre conductores de la línea CPW (g)	$\mu\text{m}$
Largo de la línea CPW ( $L_{\text{cpw}}$ )	mm
Grueso de la línea CPW (t)	$\mu\text{m}$
Potencial eléctrico aplicado en la terminal CPW	volts
Tiempo de difusión del Ti en el $\text{LiNbO}_3$	Hora
Grueso del Ti (tTi)	$\mu\text{m}$
Ancho del Ti (wTi)	$\mu\text{m}$
Grueso del dieléctrico (tb)	$\mu\text{m}$
Temperatura de difusión del Ti en $\text{LiNbO}_3$ .	1000 y 1050 °C
Longitud de onda de operación del dispositivo	800, 1300 y 1550 nm
Corte del cristal $\text{LiNbO}_3$	YZ, ZX
Material conductor de la CPW	Oro, Aluminio
Capa de material dieléctrico	$\text{SiO}_2$ , $\text{Si}_3\text{N}_4$ , SRO

*Tabla A.1 Parámetros establecidos en la interfaz Matlab.*

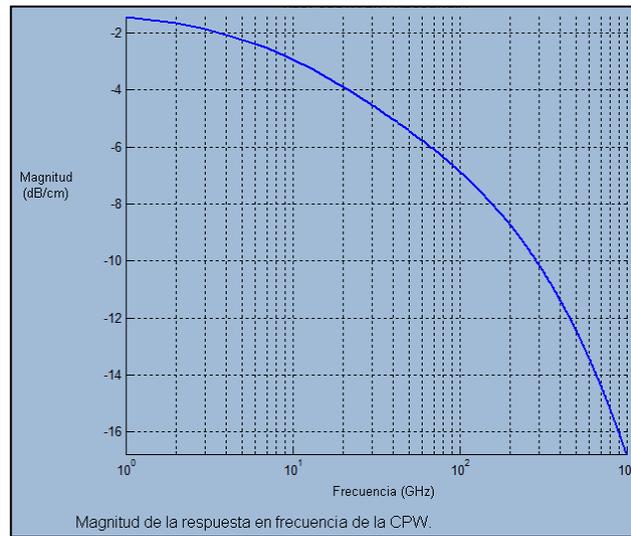
Una vez introducidos las características anteriores, es posible la generación de graficas del comportamiento de los parámetros eléctricos y ópticos del EOM, como son; el porcentaje de variación de índice de refracción (mostrado en la fig. A.1), variación del índice de refracción ordinario (fig. A.2) y extraordinario conforme el Ti penetra en el  $\text{LiNbO}_3$  (fig. A.3) de acuerdo al corte del cristal, respuesta en frecuencia del dispositivo (fig. A.4), distribución del campo eléctrico (fig. A.5), impedancia característica (fig. A.6) y pérdidas de la línea CPW (fig. A.7).



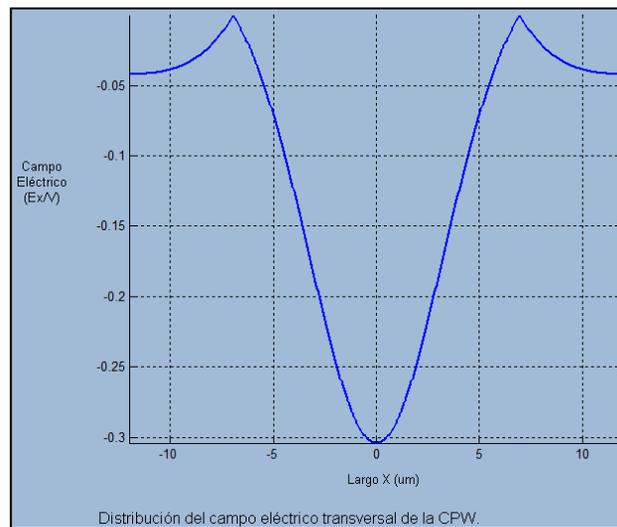
*Fig. A.2 Variación del índice de refracción ordinario.*



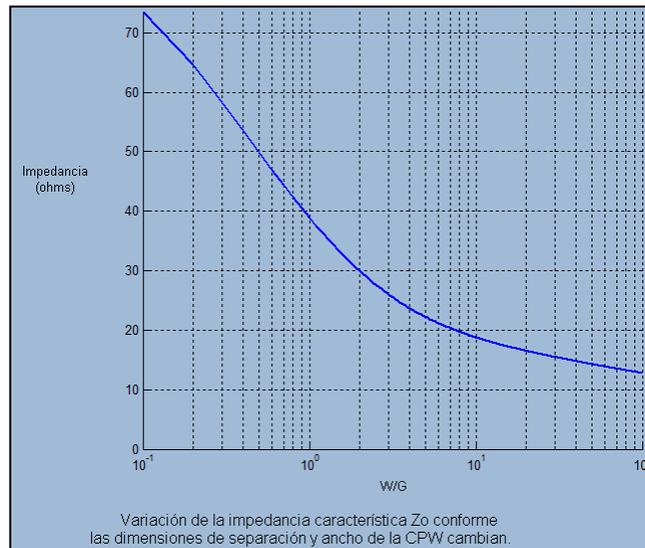
*Fig. A.3 Variación del índice de refracción extraordinario.*



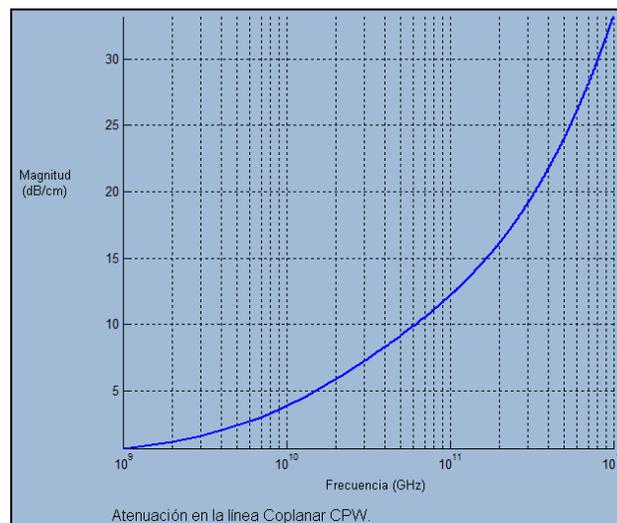
*Fig. A.4 Respuesta en frecuencia del dispositivo.*



*Fig. A.5 Distribución del campo eléctrico.*



*Fig. A.6 Impedancia característica de la línea CPW.*



*Fig. A.7 Pérdidas en la línea CPW.*

De manera similar, la interfaz permite realizar el cálculo del voltaje de media onda  $V_{\pi}$ , así como la penetración del titanio en el cristal  $\text{LiNbO}_3$ , como se observa en la figura A.8. Éstos son mostrados en la parte inferior de la pantalla principal de la interfaz Matlab (fig. A1).

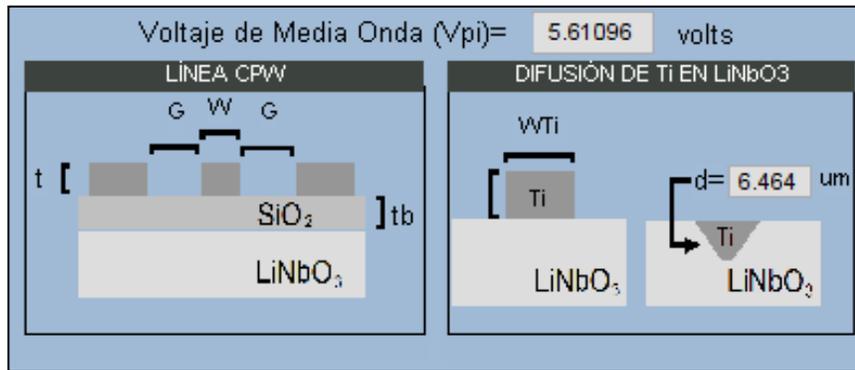


Fig. A.8 Resultados presentados en la interfaz Matlab, para voltaje de media onda  $V_{\pi}$  y penetración de Titanio en el  $\text{LiNbO}_3$ .



## 2. MODULADORES ELECTRO-ÓPTICOS DE ÓPTICA INTEGRADA MACH-ZHENDER

El  $\text{LiNbO}_3$ , es un cristal anisotrópico cuyo valor de permitividad relativa e índice de refracción dependen de las direcciones asociadas a los ejes del cristal. En el  $\text{LiNbO}_3$  se presenta el efecto electro-óptico lineal o efecto Pockels, que se manifiesta como la dependencia del índice de refracción al campo eléctrico aplicado [2]. Debido al valor elevado que presentan sus coeficientes electro-ópticos así como su transparencia a las longitudes de onda en el cercano infrarrojo, es el material comúnmente utilizado como sustrato para la fabricación de moduladores electro-ópticos. Los sustratos se caracterizan principalmente por el corte del cristal y por el eje asociado a la propagación luminosa. Su alto valor de temperatura de Curie ( $1100\text{-}1180^\circ\text{C}$ ) lo hace adecuado para la fabricación de guías de onda ópticas de bajas pérdidas por medio de la difusión de metales. Las guías de un modulador electro-óptico se fabrican de titanio (Ti) difundido en el sustrato, lo que ocasiona un ligero incremento en los índices de refracción suficiente para hacer posible la reflexión total interna en la guía [3]. La variación de los índices de refracción es función también de la longitud de onda utilizada y se rige por medio de las ecuaciones 1 y 2 [2]. Los principales parámetros en el proceso de difusión son; las dimensiones ( $WTi - tTi$ , figura 2), el tiempo (1-96 Hrs.), y temperatura ( $1000\text{-}1050^\circ\text{C}$ ) [1]. La forma de las guías en un modulador de intensidad es de dos "Y" encontradas lo cual forma un interferómetro tipo Mach-Zehnder.

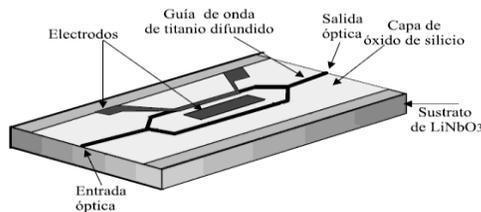


Fig. 1 Modulador MZ

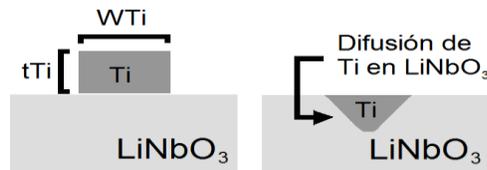


Fig. 2 Difusión de Ti en  $\text{LiNbO}_3$

Sobre las guías ópticas se depositan electrodos metálicos que forman una línea de transmisión coplanar (CPW) [4], que permiten la interacción entre el campo óptico que se propaga en la guía y la onda eléctrica que viaja por éstos. Dependiendo del corte del cristal, por ejemplo, corte X y propagación Z los electrodos se posicionan entre los planos de tierra (fig. 3a) y el conductor: mientras que, para el corte Z y propagación Y, se colocan debajo de ambos conductores (fig. 3a). El haz luminoso que entra a la guía de onda óptica se divide en dos. El campo aplicado a los electrodos produce un cambio de fase relativo entre los campos ópticos que se propagan por las guías. A la salida se genera interferencia, que se traduce en variaciones de intensidad, proporcionales a las variaciones del voltaje de modulación aplicado [2].

$$n_e = \sqrt{A + \frac{B}{\lambda^2 - H} - D\lambda^2} \quad n_o = \sqrt{F + \frac{G}{\lambda^2 - H} - J\lambda^2} \quad (ec. 1) \quad n_{e,o}(E) \approx n_{e,o} - \frac{1}{2}x_{ij}n_{e,o}^3E \quad (ec. 2)$$

Donde;  $A=4.582$   $B=0.099169$   $C=0.04443$   $D=0.021195$   $F=4.9048$   $G=0.11768$   $H=0.0475$   $J=0.027169$

Se define el voltaje de media onda,  $V\pi$ , como el voltaje necesario para variar en  $\pi$  radianes la fase relativa de las ondas luminosas que se propagan en la guía (fig. 4) [2].

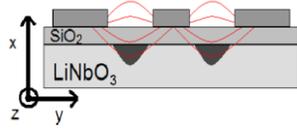


Fig. 3a líneas de campo en Z-X

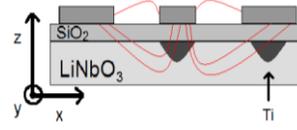


Fig. 3b líneas de campo en Y-Z

Donde la distribución de líneas de campo eléctrico depende del corte en el LiNbO<sub>3</sub> [5]. Como se observa en la figura 3, y la capa intermedia de SiO<sub>2</sub> permite reducir las pérdidas ópticas así como acoplar las velocidades de la señal óptica que circula en la guía con la señal eléctrica [1].

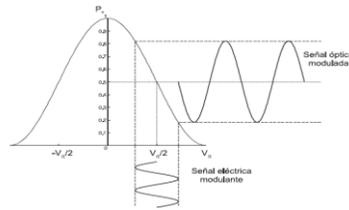


Fig. 4 Voltaje de Media Onda

$$V_{\pi} = \frac{d \lambda_0}{L r n^3 \Gamma} \quad (ec. 3)$$

Donde:

- $\lambda_0$ = longitud de onda.
- $r$ = coeficiente electro-óptico.
- $d$ = separación de electrodos CPW.
- $\Gamma$ = coeficiente de superposición.
- $L$ = longitud de CPW.

La respuesta en frecuencia de un modulador electro-óptico es función del diseño de los electrodos, los cuales tienen la estructura de una línea de transmisión eléctrica que permite la propagación de la energía entre un generador y una carga. Los parámetros de la línea de transmisión que determinan la respuesta en frecuencia en una línea de transmisión son la impedancia característica así como las constantes de atenuación y fase [6]. Una de las configuraciones de electrodos utilizada para la modulación electro-óptica es la de guía de onda coplanar (CPW), la cual está formada por dos planos de tierra paralelos y adyacentes a un conductor central (fig. 5). Las dimensiones de los electrodos, como son el ancho, longitud y espesor así como el grueso de la película de SiO<sub>2</sub>, determinan el valor de impedancia característica de la CPW [2], dada por la ecuación 4, la cual se determina mediante el proceso de transformación Schwarz-Christoffel, en donde una geometría coplanar se puede representar por otra de placas paralelas [7].

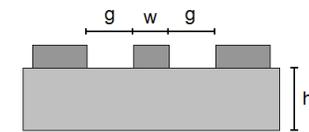


Fig. 5 Dimensiones de CPW.

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (ec. 4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[ \tanh \left( 0.775 \ln \frac{h}{g} + 1.75 \right) + \frac{k \cdot g}{h} (0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k)) \right]$$

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} \quad K(k') = K(\sqrt{1 - k^2}) \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad k = \frac{w}{w + 2g}$$

Donde;  $Z_0$ =Impedancia característica.

$g$ =Separación de electrodos.

$w$ = ancho del conductor central.

### 3). VISUALIZACIÓN DE LOS PARÁMETROS EN EL PROGRAMA.

Se generó una herramienta en MATLAB (fig. 8) que permite visualizar cada uno de los parámetros que intervienen en el funcionamiento del modulador MZ, bajo condiciones introducidas por un usuario en la interfaz.

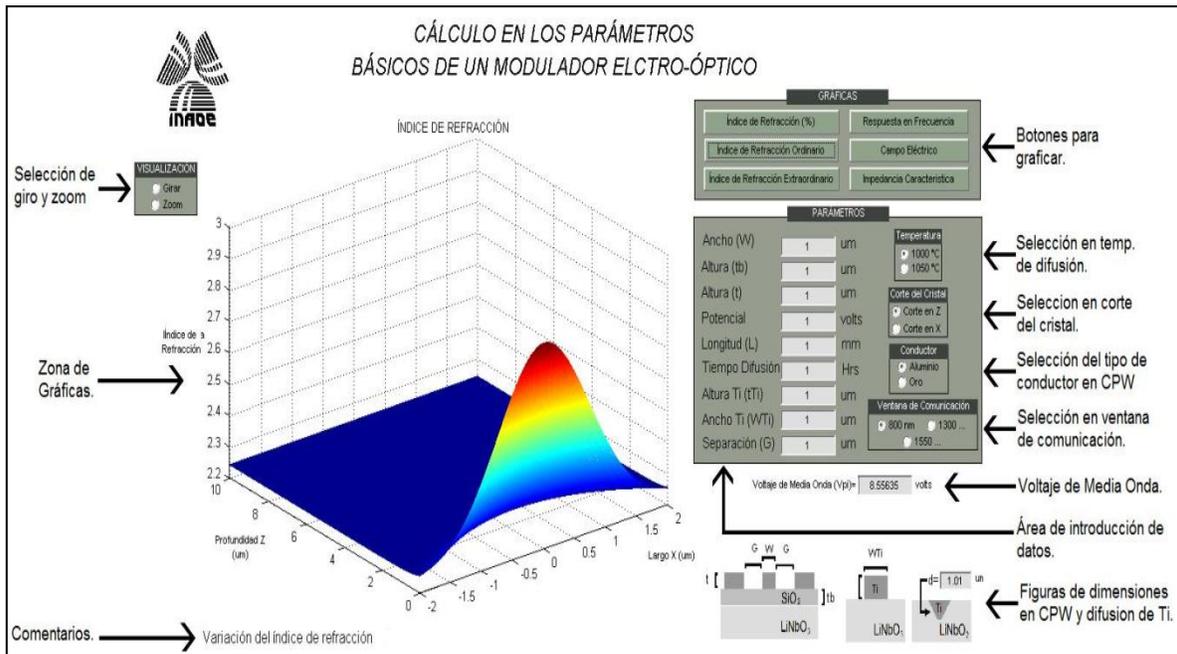


Fig. 8 Visualización de la interfaz en Matlab Guide.

En la figura 8 se muestra la interfaz en Matlab Guide, observándose en la región central el área de graficas y en la zona derecha los botones de acción e introducción de valores por parte del usuario. En este caso en particular, se muestra la grafica de la variación del índice de refracción. Los botones de acción permiten el cálculo de: índices de refracción, distribución de campo eléctrico, impedancia característica de la línea CPW y voltaje de media onda. En la parte inferior de la interfaz se muestran dibujos de cortes transversales de la estructura que está siendo analizada. Las graficas resultantes pueden ser ampliadas o giradas, para un análisis más detallado.

### 4). RESULTADOS.

Algunos de los resultados obtenidos mediante el programa en MATLAB son comparados con los generados con Microwave Office y High Frequency Simulation Structure (HFSS) a fin de validar este programa. En la tabla 1 se muestran los valores utilizados en los tres programas para la simulación.

Ancho del conductor (w)	Separación de los electrodos en la CPW. (g)	Longitud de la línea CPW.	Altura del conductor. (t)	Potencial eléctrico aplicado.	Tiempo de difusión de Ti en $\text{LiNbO}_3$	Altura del Titanio. (tTi)	Ancho del Titanio. (WTi)	Altura de la capa de $\text{SiO}_2$ . (tb)
0.7 $\mu\text{m}$ .	2 $\mu\text{m}$ .	10mm.	0.5 $\mu\text{m}$ .	10 volts	25 Hrs.	3 $\mu\text{m}$ .	6 $\mu\text{m}$ .	2 $\mu\text{m}$ .

Tabla 1 Valores utilizados para la simulación.

En la figura 9a y 9b se muestran el valor obtenido Matlab y Microwave Office, correspondiente a la impedancia característica  $Z_0$ , respectivamente. En el primer caso el valor de impedancia es función de los parámetros geométricos de los electrodos (w/g) en la línea CPW, mientras que en el segundo caso en función de la frecuencia.

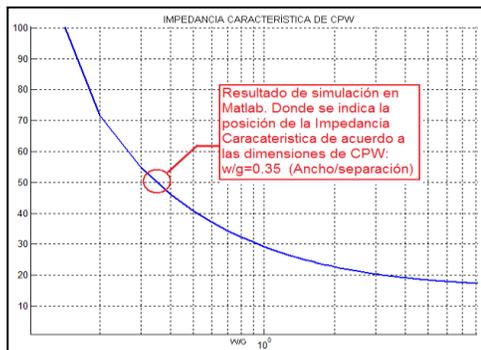


Fig. 9a Impedancia Característica  $Z_0$  en Matlab.

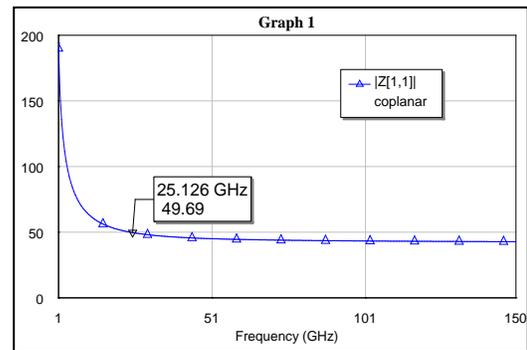


Fig. 9b Impedancia Característica  $Z_0$  en MO.

La figura 10a y 10b corresponden a la distribución de campo eléctrico en las guías ópticas, obtenidas por medio de Matlab y HFSS, respectivamente.

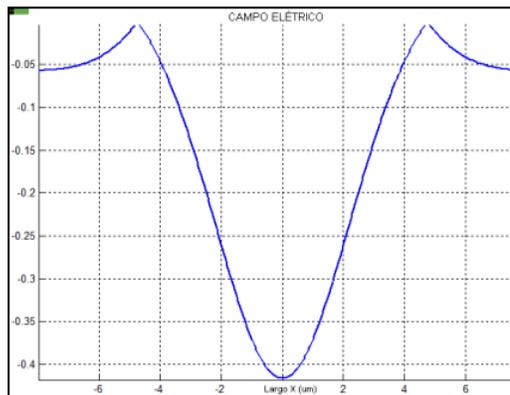


Fig. 10a Distribución de campo eléctrico.

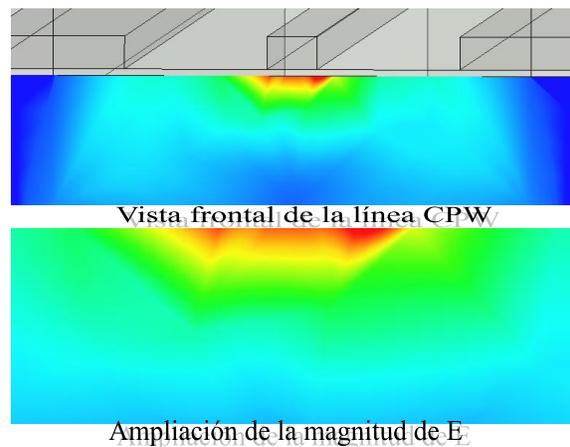


Fig. 10a Distribución de líneas de campo E en HFSS.

Finalmente la figura 11 corresponde al perfil de índice de refracción ordinario y extraordinario de la guía óptica, este resultado no es comparado con los otros programas, dado que no cuenta con dicha aplicación.

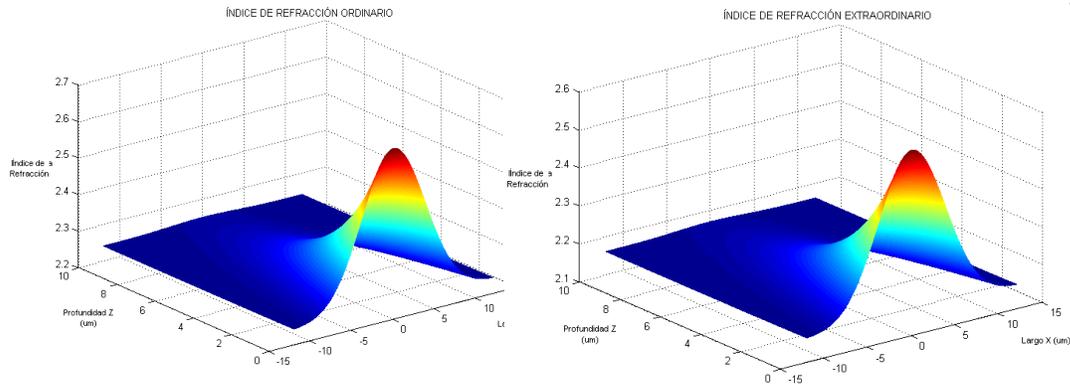


Fig. 11 Perfil de índice de refracción ordinario y extraordinario.

Los resultados aquí obtenidos, permiten observar una buena concordancia entre el programa Matlab y algunos simuladores comerciales.

## 5). CONCLUSIONES.

Se ha presentado una aplicación de Matlab que permite el análisis de los parámetros ópticos y eléctricos de un modulador electro-óptico Mach-Zhender. Las ventajas de utilizar este programa son: su fácil acceso, ya que corre bajo cualquier sistema operativo y se obtiene una reducción de tiempos en el proceso de cálculos. Como trabajo a futuro se agregará la opción de poder visualizar graficas de pérdidas en el conductor y dieléctrico.

## 6). REFERENCIAS

- [1] Ed L. Wooten, Karl M. Kissa, Alfredo Yi-Yan, Edmond J. Murphy, Donald A. Lafaw, Peter F. Hallemeier, David Maack, Daniel V. Attanasio, Daniel J. Fritz, Gregory J. McBrien, Donald E. Bossi, "A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications System", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 6, No. 1, January/February 2000.
- [2] Bahaa E. A. Saleh, M. C. Teich, "Fundamentals of Photonics", John Willey & Sons, Inc., 1991.
- [3] S. Fouchet, A. Carencio, C. Daguet, R. Guglielmi, L. Riviere, "Wavelength Dispersion of Ti Induced Refractive Index Change in LiNbO<sub>3</sub> as a Function of Diffusion Parameters", Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-5, No. 5, May 1987.
- [4] Tadasu Sueta, Masayuki Izutsu, "Integrated Optic Devices for Microwave Applications", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. 38, No.5, May 1990.
- [5] Jiusheng Li, Sailing He, "Broadband Optical Modulator of Fiber Type", Optics Express, Vol.13, No.3, 7 February 2005.
- [6] David M. Pozar, "Microwave Engineering", 2nd Edit., John Willey & Sons, Inc., 1998.
- [7] Collin R., "Foundation for Microwave Engineering", Mc.Graw Hill, U.S.A., 1991.

# Índice de figuras.

## Fig. **Capítulo 1.**

1.1	Áreas de aplicación de las tecnologías de comunicación [1].....	13
1.2	Esquema del sistema de comunicación óptico [2, 4].....	14
1.3	Curva de atenuación de la fibra óptica [2, 3, 4, 5, 6, 7].....	15
1.4	Distribución del espectro electromagnético para los sistemas de comunicaciones [5].....	15
1.5	Esquemas de modulación en un sistema de comunicaciones óptico: (a) Modulación directa, (b) Modulación externa.....	16
1.6	Filtro fotónico expuesto por Shenping Li et al. [9]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.....	19
1.7	Filtro fotónico expuesto por W. Chan et al. [13]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.....	19
1.8	Filtro fotónico presentado por G. Ning et al. [15]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.....	20
1.9	Trabajo presentado por Yan Gao et al. [16]: (a) Esquema experimental, (b) Respuesta en frecuencia teórica y experimental.....	21
1.10	Esquema del sistema filtro fotónico bajo estudio [13, 15, 16].....	23

## **Capítulo 2.**

2.1	Cavidad resonante del diodo láser [1].....	26
-----	--	----

2.2	Curva característica potencia-corriente de un diodo láser.....	26
2.3	Estructura interna de un láser DFB [2].....	27
2.4	Modificación de la estructura interna de un láser DFB [2].....	28
2.5	Espectro de emisión de potencia óptica de un láser DFB [2, 3].....	28
2.6	Estructura básica de un aislador óptico; (a) Dirección de transmisión, (b) Dirección de rechazo [4, 5].....	29
2.7	Configuración interna de un acoplador óptico [4].....	30
2.8	Distribución de energía en un acoplador óptico [4].....	31
2.9	Dispositivo controlador de polarización óptica [7].....	32
2.10	Dirección de giro del control de polarización.....	33
2.11	Variación lineal (Efecto Pockels) del índice de refracción [8, 9].....	34
2.12	Características del LiNbO <sub>3</sub> : (a) Orientación de los ejes cristalinos del LiNbO <sub>3</sub> (corte ZY), (b) Orientación de ejes cristalinos [8].....	34
2.13	Guía de óptica de Titanio difundido en LiNbO <sub>3</sub> .....	35
2.14	Incremento del índice de refracción: (a) Extraordinario, (b) Ordinario.....	35
2.15	Estructura del EOM de fase; (a) Línea CPW en el EOM, (b) Parámetros geométricos y Distribución de $E$ en la línea CPW.....	36
2.16	Función de transmitancia del EOM.....	38
2.17	Desfasamiento $\varphi_m$ introducido a la señal óptica en el EOM.....	39
2.18	Configuración del interferómetro de Sagnac.....	40

### Capítulo 3.

3.1	Configuración y propagación de señales en el sistema [1, 2, 3].....	44
3.2	Respuesta en frecuencia del filtro.....	48
3.3	Dirección de señales ópticas-eléctricas.....	49
3.4	Evolución de los retardos de fase inducidos (CW y CCW).....	50

3.5	Evolución de los retardos de fase inducidos, para diferentes longitudes de interacción, (a) 50 mm, (b) 65 mm.....	51
3.6	Respuesta en frecuencia del sistema filtro fotónico.....	52

## Capítulo 4.

4.1	Configuración del sistema.....	56
4.2	Esquema utilizado para la caracterización de la fuente láser.....	57
4.3	Espectro de emisión óptico de la fuente DFB (25mA).....	57
4.4	Esquema utilizado para la caracterización del amplificador.....	58
4.5	Respuesta en frecuencia de los amplificadores eléctricos: a) Amplificador 1000H b) Amplificador 4HG, c) Amplificador 7G.....	58
4.6	Esquema para la obtención de $V_{\pi}$ del EOM.....	59
4.7	Medición del voltaje de media onda $V_{\pi}$ : (a) Comparación de señales en el osciloscopio (Ch1 y Ch 2), (b) Gráfica en modo X-Y del osciloscopio.....	59
4.8	Diferentes trayectos de fibra óptica dentro del lazo Sagnac.....	60
4.9	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=0.15$ m).....	61
4.10	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=0.28$ m).....	62
4.11	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=0.62$ m).....	63
4.12	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=0.72$ m).....	63
4.13	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=1.42$ m).....	64
4.14	Respuesta en frecuencia del filtro fotónico ( $\Delta L=1.94$ m).....	64
4.15	Ventana pasa-banda ubicada en 68 MHz para $\Delta L=1.42$ m.....	65
4.16	Configuración del sistema para la transmisión de una señal en banda base. ....	66
4.17	Señal de video NTSC.....	67
4.18	Fotografía del sistema implementado en laboratorio.....	67
4.19	Señal de video recuperada. ....	68

4.20	Ventana pasa-banda ubicada en 408 MHz para $\Delta L=0.72$ m.....	69
4.21	Configuración del sistema para el posicionamiento de la señal de video en diferente región BP.....	69
4.22	Señal de video mezclada con una portadora de 408 MHz.....	70
4.23	Fotografía de la aplicación del sistema en laboratorio.....	70
4.24	Señal de video transmitida en la segunda ventana BP.....	71
4.25	Señal de video mezclada con una portadora de 680 MHz.....	72
4.26	Señal de video transmitida en la tercera ventana BP.....	72

## **Apéndice A.**

A.1	Características de la interfaz del programa generado en Matlab....	77
A.2	Variación del índice de refracción ordinario.....	79
A.3	Variación del índice de refracción extraordinario. ....	79
A.4	Respuesta en frecuencia del dispositivo. ....	80
A.5	Distribución del campo eléctrico. ....	80
A.6	Impedancia característica de la línea CPW. ....	81
A.7	Pérdidas en la línea CPW. ....	81
A.8	Resultados presentados en la interfaz Matlab, para voltaje de media onda $V_{\pi}$ y penetración de Titanio en el $\text{LiNbO}_3$ . ....	82

# Índice de tablas.

## Tabla **Capítulo 1.**

1	Trabajos propuestos para el filtrado fotónico.....	18
---	--	----

## **Capítulo 4.**

2	Características L1, L2, $\Delta L$ y BW del sistema filtro fotónico.....	62
---	--	----

## **Apéndice A.**

A.1	Parámetros establecidos en la interfaz Matlab.....	78
-----	--	----

