



INAOE

**Comunicaciones vía fibra óptica
utilizando modulación de retardos
ópticos como
portadoras de información**

por

M.C. Misael Santiago Bernal

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el
grado de

**DOCTOR EN CIENCIAS EN
LA ESPECIALIDAD DE ÓPTICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y
Electrónica
Tonantzintla, Puebla
Febrero 2013**

Supervisada por:

Dr. Celso Gutiérrez Martínez

Investigador Titular INAOE

©INAOE 2013

Derechos reservados

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



Resumen

Un esquema experimental para la transmisión de audio y video empleando una subportadora modulada en ancho (PWM) y modulación de retardos ópticos, es reportado en este trabajo. La generación de retardos ópticos se logra con retardadores electro-ópticos de Niobato de Litio (LiNbO_3), los cuales funcionan, al mismo tiempo, como moduladores ópticos. Bajo esta técnica, un retardo óptico es generado cuando luz polarizada a 45° es acoplada y viaja por una guía de onda óptica birrefringente de LiNbO_3 . El retardo óptico es modulado por la subportadora eléctrica y transmitida por un canal de fibra óptica. En el receptor, la subportadora eléctrica es recuperada cuando un segundo retardo óptico, igual al del transmisor, es introducido.

Abstract

An experimental set-up for transmission of audio and video using a width modulated subcarrier (PWM) and modulation of optical delays is reported in this work. The generation optical delays, is achieved by Lithium Niobate (LiNbO_3) electro-optic retarders, which act, at the same time, as optical modulators. Under this technique, an optical delay is generated when 45° polarized light is injected and travels through a LiNbO_3 birefringent optical waveguide. The optical delay can be modulated by the electrical subcarrier and transmitted through an optical fiber channel. At the receiver, the electrical subcarrier can be recuperated only when a second optical delay, which is matched to the transmitter's one, is introduced.

Contenido

<i>Introducción</i>	<i>i</i>
<i>Objetivos</i>	<i>iv</i>
<i>Justificación</i>	<i>iv</i>
<i>Organización</i>	<i>v</i>

1 Elementos de un sistema de comunicaciones ópticas

1.1	INTRODUCCIÓN	1
1.2	FUENTES DE LUZ PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS	2
1.2.1	Diodo Emisor de Luz (LED)	5
1.2.2	Diodo superluminiscente (DSL)	10
1.2.3	Diodo Laser Fabry-Perot (DL-FP)	11
1.3	FOTODETECTORES	16
1.3.1	Fotodiodos de unión <i>p-n</i>	16
1.3.2	Fotodiodo PIN	17
1.4	GUÍA-ONDAS ÓPTICAS	22
1.4.1	Guías de onda cilíndricas	24
1.4.2	Fibras Ópticas de mantenimiento de Polarización (FMP)	25
1.4.3	Guías de onda planares y rectangulares	28
1.5	MODULADORES ELECTRO-ÓPTICOS	29
1.5.1	Moduladores electroópticos de Niobato de Litio	30
1.6	CONCLUSIONES	35
1.8	REFERENCIAS	36

2 Técnicas de Modulación Temporal de Pulsos (PTM) para la transmisión de señales analógicas

2.1	INTRODUCCIÓN	39
2.2	TÉCNICAS DE MODULACIÓN ANALÓGICA	40

2.2.1	Modulación en Amplitud (AM)	41
2.2.2	Modulación Angular	42
2.3	MODULACIÓN TEMPORAL DE PULSOS (PTM)	47
2.4	MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS (PWM)	48
2.4.1	Modulación PWM por muestreo natural	50
2.4.2	Modulación PWM por muestreo uniforme	52
2.4.3	Relación señal a ruido de la señal PWM	54
2.5	MODULACIÓN PPM, SWFM Y PFM	58
2.5.1	Modulación por Posición de Pulso (PPM)	58
2.5.2	Modulación en Frecuencia de Pulso Cuadrado (SWFM)	61
2.5.3	Modulación por Frecuencia de Pulso (PFM)	63
2.6	CONCLUSIONES	65
2.7	REFERENCIAS	66

3 Coherencia luminosa y generación de retardos ópticos

3.1	INTRODUCCIÓN	68
3.2	PROPIEDADES ESTADÍSTICAS DE LA LUZ	68
3.2.1	Correlación Óptica	69
3.2.2	Coherencia Temporal	70
3.2.3	Espectro óptico	71
3.3	INTERFERENCIA DE DOS ONDAS	73
3.3.1	Superposición de dos ondas	74
3.3.2	Interferómetro de Michelson	75
3.4	RETARDOS ÓPTICOS	78
3.4.1	Generación de retardos ópticos	79
3.4.2	Detección de Retardos Ópticos	84
3.5	CONCLUSIONES	86
3.6	REFERENCIAS	87

4 Transmisión de información con subportadora de pulsos y modulación de retardo óptico

4.1	INTRODUCCIÓN	89
4.2	MODULACIÓN TEMPORAL DE PULSOS	90
4.3	MODULACIÓN ÓPTICA	92
4.4	TRANSMISIÓN DE PULSOS MODULADOS EN DURACIÓN UTILIZANDO UN RETARDO ÓPTICO COMO PORTADORA ÓPTICA	93
4.4.1	Retardos Ópticos como portadores de información	94
4.4.2	Esquema de transmisión utilizando un retardo óptico	96
4.5	CONCLUSIONES	103
4.6	REFERENCIAS	104

5 Esquema experimental de transmisión de sub-portadoras de pulsos y modulación de retardo luminoso

5.1	INTRODUCCIÓN	106
5.2	MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DE SUBPORTADORAS PWM	107
5.2.1	Modulación de subportadoras PWM	107
5.2.2	Demodulación de subportadoras PWM	109
5.3	ESQUEMA EXPERIMENTAL PARA LA TRANSMISIÓN DE SUBPORTADORAS PTM POR MODULACIÓN DE COHERENCIA ÓPTICA	110
5.3.1	Caracterización de los dispositivos optoelectrónicos y electro-ópticos	111
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES	116
5.4.1	Transmisor óptico	117
5.4.2	Receptor óptico	118
5.4.3	Pruebas de transmisión-recepción del enlace óptico	119
5.4.4	Transmisión de señales de audio y video	120
5.5	CONCLUSIONES	123
5.6	REFERENCIAS	124

6 Conclusiones finales y Perspectivas

6.1 CONCLUSIONES FINALES

128

Anexos

Introducción

La transmisión de señales analógicas vía fibra óptica es una tecnología atractiva en enlaces punto a punto [1]. La transmisión/recepción de información analógica de buena calidad demanda la elección de un formato de premodulación eléctrica adecuado para lograr un buen desempeño y evitar el consumo innecesario de ancho de banda, así como la modulación de la portadora óptica, realizándose mediante esquemas de modulación óptica directa o externa.

La evolución de comunicaciones vía fibra óptica ha estimulado la fabricación de dispositivos de onda guiada [2], principalmente en cristales electro-ópticos como el Niobato de Litio, y su aplicación en esquemas de modulación externa [3]. Moduladores electro-ópticos de amplitud y fase construidos a base de Niobato de Litio permiten controlar la amplitud, fase y estado de polarización, y en los sistemas de comunicaciones imprimen la información sobre la portadora óptica [4]. A diferencia de la modulación directa de la fuente luminosa, los moduladores no provocan efectos que degraden su estabilidad.

La técnica de modulación externa aprovecha la propagación de la luz en guías de ondas ópticas, construidas en sustratos de cristales electro-ópticos como el Niobato de Litio (LiNbO_3). Las condiciones de propagación de la luz, se pueden controlar mediante un campo eléctrico externo, el cual modifica los índices de refracción del material. Esta característica permite utilizar los cristales como moduladores ópticos para imprimir información eléctrica en una señal luminosa. Los cristales electro-ópticos de LiNbO_3 , dependiendo de su orientación cristalina pueden comportarse como materiales birrefringentes, es decir que la luz viaja con velocidades diferentes, en función del corte y los ejes cristalinos. La propiedad de birrefringencia puede utilizarse para generar retardos ópticos cuando la luz se proyecta en dos modos de propagación (transversal eléctrico TE y magnético TM) y cada modo viaja siguiendo los ejes ópticos ordinario y

extraordinario, respectivamente. Los modos TE y TM, al propagarse a lo largo de una distancia determinada, mostrarán un retardo óptico relativo, el cual dependerá de la birrefringencia y de la distancia recorrida. Los retardos ópticos pueden modularse en función de un campo eléctrico variable, lo que permite imprimir información y transmitirla empleando los retardos como portadores de la información. La señal de información modifica dinámicamente el retardo óptico, alrededor de su valor estático. La señal de información puede ser una señal analógica, digital o bien una sub-portadora, pre-modulada.

Las técnicas de premodulación analógica de pulsos aprovecha las ventajas de transmitir sub-portadoras de pulsos de nivel binario con la información en banda base modulando alguno de sus parámetros disponibles [5], tales técnicas son conocidas como técnicas de modulación temporal de pulsos (PTM, por sus siglas en ingles), y están siendo empleadas para superar muchos de los problemas asociados con los métodos puramente analógicos y digitales [6].

La transmisión de información, utilizando sub-portadoras pre-moduladas, presenta ventajas sobre la transmisión analógica simple. Entre las ventajas más notables, se tiene que la pre-modulación asegura mayor linealidad, mejor relación señal a ruido y mayor intervalo dinámico. En contrapartida, la realización es más compleja y de mayor costo. Una alternativa eficiente a la modulación puramente analógica es la utilización de técnicas de modulación temporal de pulsos (PTM, por sus siglas en inglés). En este caso, la sub-portadora es un tren de pulsos que pueden modularse en duración, posición ó frecuencia de los pulsos, en función de la amplitud de la señal de información. La técnica de modulación temporal de pulsos más sencilla de realizar es la modulación por duración ó ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés) [5]. En esta técnica, la amplitud de la señal de información se imprime en el ancho de cada pulso. Este tipo de pre-modulación puede incorporarse en sistemas de comunicaciones por fibra óptica para la transmisión de señales de información tales como voz, audio, video, señales de instrumentación y control, señales provenientes de transductores de variables físicas

(temperatura, presión, velocidad, aceleración, campos eléctricos y magnéticos, etc.). Un sistema de transmisión utilizando pre-modulación de pulsos, presentará un mejor desempeño, al compararse con la transmisión puramente analógica de la señales de información. La pre-modulación temporal de pulsos, presenta mayor linealidad, mejor relación señal a ruido y mayor intervalo dinámico, entre otras ventajas, lo que se traduce en una mayor calidad de transmisión de la información.

Técnicas electro-ópticas permiten la transmisión de información utilizando una fuente luminosa de espectro amplio, bajo el principio de la modulación de fase [7, 8, 9]. El método de transmisión consiste en enviar la información por un canal de fibra óptica en forma de retardos ópticos o su equivalente diferencias de camino óptico variantes en el tiempo entre paquetes de onda emitidos por la fuente luminosa [10]. En un esquema clásico de comunicación óptica, una sub-portadora PTM modula la intensidad de la portadora óptica, la cual se transmite al receptor vía un canal de fibra óptica.

En un esquema alternativo y novedoso, que es el tema principal de esta tesis, la sub-portadora PTM puede modular un retardo óptico, en lugar de la intensidad. Un retardo óptico se genera en el transmisor mediante un retardador óptico (interferómetro de polarización) y se detecta en el receptor al medir la función de auto-correlación de la luz transmitida. La función de auto-correlación se traduce en un paquete de franjas de interferencia, cuya extensión temporal y espacial, corresponde al tiempo y longitud de coherencia de la fuente luminosa, respectivamente, alrededor del retardo óptico generado. Esto significa que la detección de un retardo óptico, sólo puede realizarse cuando el receptor introduce un segundo retardo, del mismo valor que el generado en el transmisor. Si esta condición no se cumple, la información transmitida no podrá ser detectada. Esta es la característica novedosa de la transmisión óptica de información mediante la modulación de retardos ópticos. Otro aspecto original en esta tesis es que los retardos ópticos son modulados por una sub-portadora (PWM), que a su vez, ha sido pre-modulada por las señales de audio y video.

La transmisión de información mediante la combinación de las técnicas de pre-modulación temporal de pulsos y la modulación de retardo óptico, es el aspecto de investigación original en esta tesis. El diseño y la realización práctica y el desempeño de un sistema de esta naturaleza son descritos en este trabajo. Se demuestra la transmisión simultánea de audio y video y el esquema estudiado presenta un desempeño satisfactorio, de acuerdo con los parámetros de calidad de transmisión valorados en la parte experimental del trabajo.

Objetivos

Este trabajo tiene como objetivo general el estudio y realización de un sistema de comunicaciones ópticas para la transmisión de señales de audio y video multi-canalizados, empleando una sub-portadora modulada en ancho de pulso (PWM) y un retardo óptico como portador de información. El esquema considera la generación de una sub-portadora modulada en ancho de pulso por las señales de audio y video. La sub-portadora modula un retardo óptico generado por un modulador electro-óptico birrefringente de LiNbO₃. En el receptor, la detección de la sub-portadora PWM, se realiza mediante un segundo retardador óptico, configurado mediante un segmento de fibra óptica birrefringente, adaptada al valor de retardo introducido por el transmisor. El sistema se realiza y caracteriza experimentalmente

Justificación

La transmisión de información mediante la combinación de las técnicas de pre-modulación temporal de pulsos y la modulación de retardo óptico, es el aspecto de investigación original en esta tesis.

La transmisión de sub-portadoras de pulsos PWM empleando retardos ópticos como portadoras de información resulta en una técnica atractiva y novedosa en el ámbito de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica. La asociación de retardadores ópticos y fuentes de baja coherencia, permite generar retardos ópticos cortos [7, 8, 9, 10]. La generación de retardos ópticos sucesivos y superiores a la longitud de coherencia de la fuente luminosa, presenta el potencial de configurar esquemas multicanal, donde cada retardo óptico corresponde a un canal de información. Esta condición permitiría la transmisión de varias portadoras luminosas, utilizando una sola fibra óptica como canal de transmisión, a diferencia de un sistema basado en modulación de intensidad óptica. En este último caso, se requiere de una fibra óptica por cada canal de información [10, 11, 12]. Este es un aspecto original que se presenta como trabajo futuro, complementario al trabajo desarrollado en esta tesis.

Organización

El presente trabajo se ha organizado en seis capítulos realizando un estudio teórico de algunas técnicas de modulación eléctrica y óptica, y su aplicación en algunos sistemas de comunicaciones vía fibra óptica. Así como los elementos necesarios para realizar un enlace óptico, y centrándose principalmente en un esquema de modulación óptica de retardos para la transmisión de pulsos PWM, todo ello bajo el siguiente orden:

Capítulo 1. Elementos de un sistema de comunicaciones ópticas. En este capítulo se presentan los elementos necesarios para establecer un sistema de comunicaciones vía fibra óptica. Haciendo una descripción de las fuentes de luz de unión semiconductor p-n como son el diodo emisor de luz (LED) y el diodo laser (DL) así como los fotodiodos PIN incluyendo su principio de funcionamiento y algunas de sus características más importantes. Además se hace la descripción de las guías de onda cilíndrica

y plana, su estructura interna de la fibra óptica y el principio físico que permiten la propagación de la luz. También se presentan dos aplicaciones de las guías de onda en la óptica integrada como lo son los moduladores electro-ópticos.

Capítulo 2. Técnicas de modulación para transmisión de señales analógicas. Se hace un repaso de las técnicas de modulación analógicas y de pulsos utilizadas para modificar alguno de los parámetros característicos de la señal subportadora y empleadas para modificar las propiedades de una portadora óptica, y transmitirse en fibras ópticas estableciendo enlaces punto a punto. Haciendo mayor énfasis en la modulación temporal de pulsos (PTM).

Capítulo 3. Coherencia luminosa y generación de retardos ópticos. En este capítulo se trata algunas de las propiedades estadísticas de la luz, haciendo énfasis en la correlación y describiendo las propiedades de coherencia temporal. También se analizan algunos interferómetros de dos ondas con la finalidad de generar y detectar retardos ópticos aprovechando la relación existente entre la coherencia temporal y las franjas de interferencia.

Capítulo 4. Transmisión de información con subportadora de pulsos y modulación de retardo óptico. Se presenta el estudio de un esquema vía fibra óptica empleando una subportadora de pulsos PWM empleando retardos ópticos como portadoras de información. Los retardos son generados y detectados con interferómetros de polarización formados con moduladores de fase electro-ópticos y fibra birrefringente.

Capítulo 5. Esquema experimental de transmisión de sub-portadoras de pulsos y modulación de coherencia. En este capítulo se presenta un sistema de comunicaciones punto a punto utilizando retardos ópticos como portadoras de información transmitidos por un canal de fibra óptica. Los retardos son

generados y modificados dinámicamente por un modulador de fase electro-
óptico de Niobato de Litio, en un arreglo de interferómetro de polarización,
al aplicar el voltaje de una señal subportadora PWM en sus electrodos. La
subportadora transporta una señal multicanalizada de audio y video. La
subportadora de pulsos es recuperada al detectar el retardo utilizando un
filtro fotónico y demodular las variaciones de intensidad utilizando un
fotodiodo pin.

Capítulo 6. Conclusiones generales y perspectivas. En este apartado se presentan las
conclusiones finales del trabajo realizado así como le trabajo a futuro.

REFERENCIAS

- [1] Z. Ghassemlooy, B. Wilson and I. Darwazeh. Optical fibre transmission of video and audio signal using square wave frequency modulation. *IEEE transactions on consumer electronics*, Vol. 39, No. 1, February 1993.
- [2] Edgar Voges and Andreas Neyer. Integrated-optic devices on LiNbO₃ for optical communication. *Journal of lightwave technology*, vol. LT-5, no.9 pp. 1229- 1238, September 1987.
- [3] I.S. Zheludev. Electro-optical effects in crystals. *Soviet Physics Uspekhi*, Volume9, number 1. July-August 1965
- [4] Practical uses and applications of electro-optic modulators. Application note 2, New-focus
- [5] B. Wilson and Z. Ghassemlooy . Optical pulse width modulation for electrically isolated analogue transmission. *J. Phys. E:Sci. Instrum.*,Vol. 18, 1985.
- [6] Brett Wilson, Fary Ghassemlooy and Lu Chao. Squarewave Frequency Modulation Techniques. *IEEE transactions on communications*, Vol. 43, NO. 2/3/4, February/March/April 1995.
- [7] J. P. GOEDGEBUER, R. FERRIERE. H. PORTE. A novel electro-optic technique suitable for modulating broad-band sources. *J. Optics (Paris)*. 1984. vol. 1.5. No 6, pp. 403-407
- [8] DELISLE, C., and CIELO, P ., 1975, *Can. J . phys.*, 53, 1047.
- [9] CIELO, P., and DELISLE, C., 1976, *Can. J . Phys.*, 54, 2322.
- [10] J.P. Goedgebuer, J. Salcedo & J.Ch. Viénot (1982): Multiplex Communication Via Electro-optic Phase Modulation of White Light, *Optica Acta: International Journal of Optics*, 29:4, 471-477
- [11] Joel Santos-Aguilar, Celso Gutiérrez-Martínez, Raúl Ochoa-Valiente, Misael Santiago- Bernal. Video- Bandwidth Electric field sensing using coherence modulation of light. *Proceedings 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2011)*, 978-1-4244- 7934-4/11/\$26.00 ©2011 IEEE.
- [12] Joel Santos-Aguilar, Misael Santiago-Bernal, Celso Gutiérrez-Martínez. Filtering the spectrum of multi-longitudinal lasers by using optical retarders. *Proceedings 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2011)*, 978-1-4244-7934- 4/11/\$26.00 ©2011 IEEE

CAPÍTULO 1

Elementos de un sistema de comunicaciones ópticas

1.1 INTRODUCCIÓN

Un sistema de comunicaciones ópticas está diseñado para transmitir una o varias señales de información, impresas en portadoras ópticas y utilizando fibra óptica como canal de transmisión, con objeto de enlazar dos o más puntos separados físicamente, como se ilustra en la figura 1-1. Las formas de transmitir una señal de información (instrumentación, audio, video analógico) puede ser en banda base o modulando eléctricamente una subportadora analógica o de pulsos. En ambos casos la señal eléctrica es acondicionada por un circuito de control que las adecua en niveles de voltaje ó potencia, antes de ser acoplados al transmisor óptico.

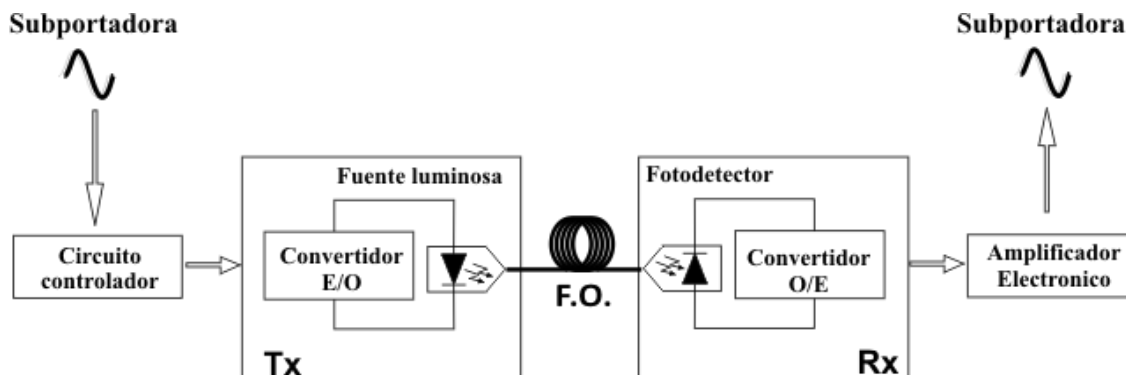


Figura 1-1. Sistema de comunicaciones ópticas vía fibra óptica

La función principal del transmisor óptico (Tx) es imprimir la señal eléctrica de voltaje o corriente, en el campo óptico, modulando alguna de sus propiedades, como su amplitud, intensidad, fase, polarización, etc. El campo óptico modulado se transmite por un canal de fibra óptica hasta el receptor óptico. El receptor óptico (Rx) es capaz de detectar la

portadora óptica mediante un fotodetector, el cual convierte señal óptica recibida en una corriente eléctrica. La corriente fotogenerada, se convierte normalmente en una señal de voltaje, la cual se procesa para recuperar la señal eléctrica de información.

En este capítulo se describen los elementos optoelectrónicos principales que conforman un sistema de comunicaciones ópticas: las fuentes ópticas, tales como un diodo superluminiscente (DSL) ó un diodo laser (DL), fibras ópticas, moduladores de luz y detectores ópticos diodo PIN. También se presentan algunas características de las guías de onda para comunicaciones de corta y larga distancia, así como las fibras que mantienen la polarización (FMP) y los moduladores ópticos de fase e intensidad como casos especiales. La complejidad de un sistema de comunicaciones ópticas, depende directamente de los elementos que lo conforman, así como de las técnicas de procesamiento y modulación de la información que se transmite.

1.2 FUENTES DE LUZ PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS

El Diodo Emisor de Luz (DEL) y el Diodo Laser (DL) son fuentes de luz que presentan mayor eficiencia de acoplamiento con las guías de onda ópticas. Estos dispositivos son contruidos con materiales semiconductores que presentan recombinación radiativa y confinamiento de portadores. Estas fuentes pueden emitir a longitudes de onda que están dentro de las ventanas de transmisión para comunicaciones ópticas, centradas en 0.850, 1.3 y 1.5 μm . La ventana alrededor de 1.3 μm corresponde al mínimo de dispersión y la de 1.5 μm , al mínimo de atenuación, cuando se utilizan en conjunto con fibra estándar de dióxido de silicio [1].

Los dispositivos optoelectrónicos capaces de emitir luz son fabricados, generalmente, a base de materiales semiconductores de bandgap directa. Estos últimos presentan las mejores propiedades ópticas debido a su bajo valor de energía de bandgap, $E_g < 4 \text{ eV}$, y a que permiten inyectar energía a los electrones para que realicen transiciones interbandas e interactuar con fotones de energía igual a E_g .

En los semiconductores los electrones ocupan niveles de energía dentro de bandas permitidas, en estado fundamental dentro de la banda de valencia, con un máximo de energía E_v , y en estado excitado dentro de la banda de conducción de energía mínima E_c , separadas por una banda prohibida o bandgap de energía E_g . Las bandas se pueden representar por parábolas, por un número elevado de niveles discretos de energía ligeramente separados, para N átomos, que pueden ser aproximadas como un continuo. Las bandas de energía para un semiconductor directo se pueden ver en la figura 1-2.

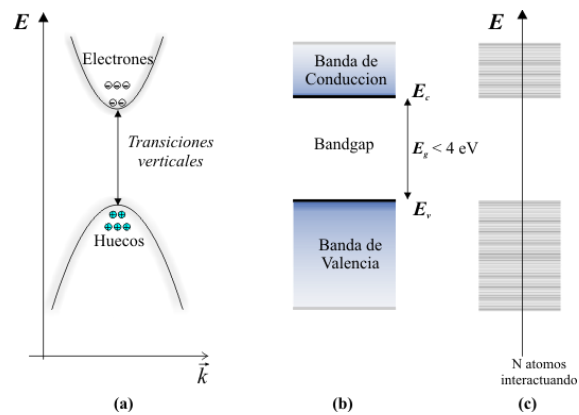


Figura 1-2. Representación de las bandas de energía de un semiconductor directo como (a) parábolas, (b) un continuo de energía, (c) una colección de estados discretos de energía

La generación luminosa es consecuencia de transiciones radiativas, como la absorción, emisión espontánea y la emisión estimulada de fotones, entre las bandas de energía de los materiales semiconductores y manipuladas por un voltaje. Los tres procesos se ilustran en la figura 1-3.

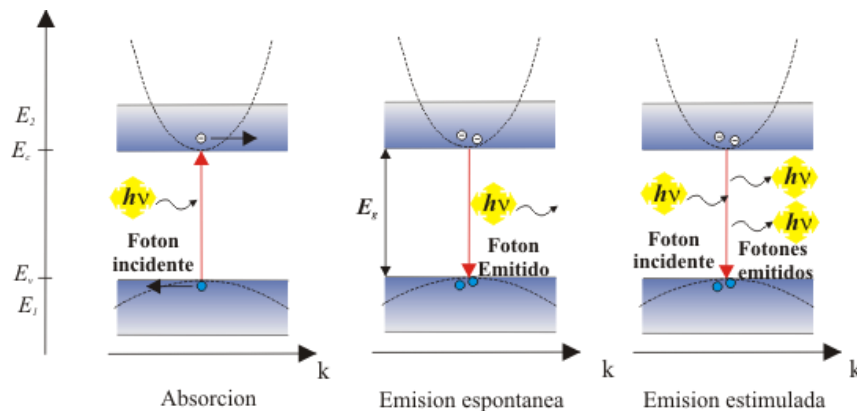


Figura 1-3. Absorción, emisión espontánea y estimulada de fotones

La absorción se presenta cuando un electrón en estado fundamental de energía E_1 adquiere la energía $h\nu=(E_2-E_1)\geq E_g$ de un fotón incidente y salta a un estado excitado de energía E_2 , donde h es la constante de Planck y ν es la frecuencia del fotón. La emisión espontánea se presenta cuando un electrón de la banda de valencia de energía E_1 con suficiente energía salta a un estado excitado de energía E_2 en la banda de conducción. El tiempo de vida del electrón en estado excitado es muy corto, por lo que el electrón regresa a su estado fundamental emitiendo un fotón de energía $h\nu=(E_2-E_1)\geq E_g$. La emisión estimulada se presenta cuando incide un fotón de energía $h\nu=(E_2-E_1)\geq E_g$ y un electrón en estado de excitado de energía E_2 salta a un estado de energía inferior E_1 , provocando la emisión de un fotón adicional de la misma energía, fase, longitud de onda y dirección de propagación al fotón incidente.

Las fuentes luminosas de unión $p-n$ y fotodiodos aprovechan estos procesos que resultan de la recombinación de pares electrón-hueco, controlado por el perfil del dopaje, geometría del dispositivo y condición de polarización [2].

Unión $p-n$ semiconductor

En un material tipo- n representado por su diagrama de bandas el nivel de Fermi E_F es más cercano a la banda de conducción y para el material tipo- p es más cercano a la banda de valencia (figura 1-4a).

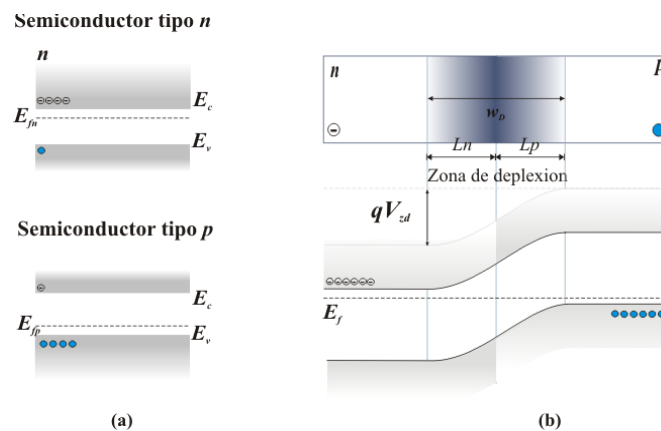


Figura 1-4. Diagrama de bandas de los semiconductores tipo n y p , (b) Homounión $p-n$ y diagrama de bandas de la unión $p-n$ bajo equilibrio térmico

La unión $p-n$ se forma al unir metalúrgicamente dos semiconductores extrínsecos tipo- p con exceso de huecos y tipo- n con exceso de electrones, en condición de equilibrio los niveles de Fermi son unificados a través de la unión semiconductor (figura 1-4b). Los gradientes de concentración de electrones y huecos provocan la difusión de portadores hasta una distancia L_n y L_p , formando una zona de depleción de ancho w_D sin portadores libres, con carga positiva del lado n y carga negativa del lado p separadas en la unión metalúrgica. La disposición de portadores genera una barrera de potencial V_{zD} y a su vez un campo eléctrico.

La zona de depleción es la zona activa y su condición de equilibrio se puede romper de manera controlada al polarizar la unión $p-n$ con un voltaje externo (para las fuentes luminosas) o por excitación óptica (para los fotodetectores).

1.2.1 Diodo Emisor de Luz (LED)

La figura 1.5a muestra una unión polarizada directamente por una fuente de voltaje V_f . En esta condición, se inyectan electrones al lado tipo n y huecos al lado tipo p , generando una sobrepoblación de portadores tanto en la banda de conducción como en la banda de valencia, en un intervalo amplio de energías, $\geq E_g$, reduciendo la región de depleción a un valor w_{Dd} ($w_{Dd} < w_D$) y disminuyendo la barrera de potencial ($V_{zd} - V_f$), los portadores transitan con mayor libertad través de la unión promoviendo la recombinación electrón-hueco, emitiendo espontáneamente fotones. A este proceso se le conoce como inyección luminiscente o electroluminiscencia [2].

Los fotones generados presentan energías $\Delta E_1 \neq \Delta E_2 \dots \neq \Delta E_n \geq E_g$ (figura 1-5b), y se emiten a una frecuencia dada por

$$\nu(E)_n = \sum_n \frac{\Delta E_n}{h} = \sum_n \frac{E_{n_c} - E_{n_v}}{h} \quad \dots(1.1)$$

Donde $E_{n_{c,v}}$ representa el n -ésimo valor de energía de los portadores en la banda de conducción (c), en la banda de valencia (v)

n es el número de portadores que participan en la recombinación, y depende de la concentración de electrones en la banda de conducción $n(E)$.

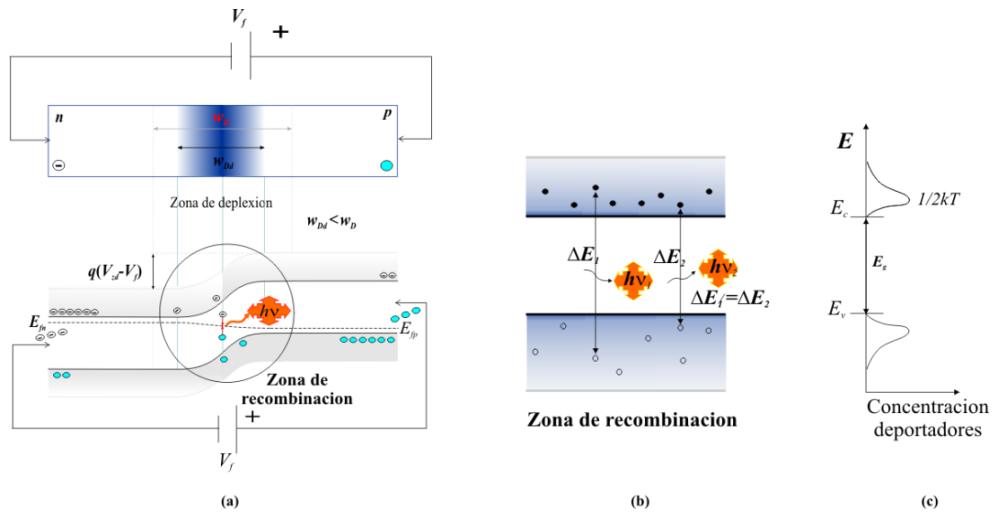


Figura 1-5. (a) Polarización directa de una unión $p-n$ y (b) diagrama de bandas de energía

El Diodo Emisor de Luz (LED) es una fuente luminosa de unión $p-n$ polarizada directamente que funciona bajo el mecanismo de inyección luminiscente o electroluminiscencia [2].

Las dos estructuras de diodo emisor de luz: el diodo emisor de superficie y el diodo emisor de borde, son mostradas en la figura 1-6.

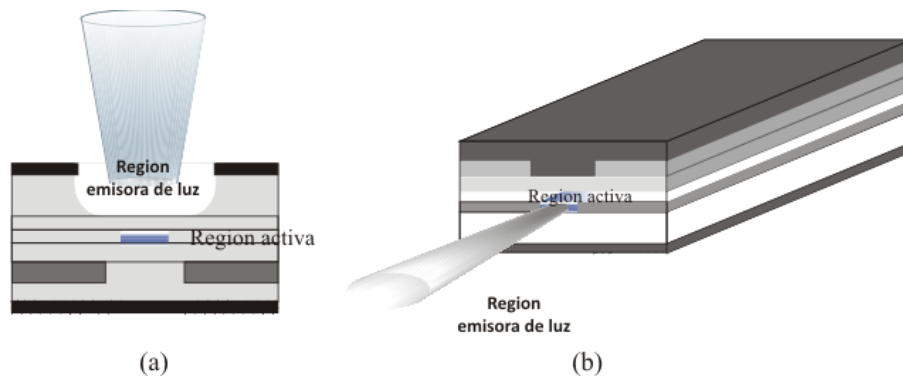


Figura 1-6. Estructura de un LED (a) de superficie, (b) de borde

Los diodos de emisión en la superficie, emiten luz en la dirección perpendicular a la capa activa.

El espectro de emisión del diodo emisor de luz representa la respuesta de la intensidad relativa en función de la energía, la cual se determina por la posición y distribución de los portadores en las bandas permitidas de energía, en otras palabras, depende de los materiales semiconductores que lo constituyen y de la estructura física de la unión *p-n*.

La corriente se expresa de la forma

$$I(E) \propto \sqrt{\Delta E_n} e^{-E_{nc}/kT} \quad \dots(1.2)$$

Donde

E_{nc} es la energía del electrón en la banda de conducción $\geq E_c$

k es la constante de Boltzmann

T es la temperatura

C_0 es la velocidad de la luz en el vacío

q es la carga del electrón 1.602×10^{-19} Coul

El máximo valor de intensidad se presenta cuando la concentración de portadores es máxima en la banda de conducción, cuando la energía $E_2 = kT/2$. Entonces, la condición de energía para el valor pico de intensidad es

$$\Delta E_{\max} = E_g + E_2 = E_g + \frac{kT}{2} \quad \dots(1.3)$$

El ancho del espectro se encuentra a partir de los puntos medios de la intensidad máxima y se le conoce como ancho medio al máximo total (FWHM). Su valor numérico se encuentra a partir de la longitud de onda λ ,

$$\text{Si } \lambda = \frac{hC_0}{E_g} = \frac{hC_0}{E_{\text{phot}}}; \quad \frac{d\lambda}{dE_{\text{phot}}} = -\frac{hC_0}{E_{\text{phot}}^2}, \text{ entonces}$$

$$\Delta\lambda \approx -\frac{hC_0}{E_{phot}^2} \Delta E_{phot} \quad \dots(1.4)$$

cuando $\Delta E_{phot} = 1.8kT$, $\Delta\lambda = \frac{1.8kT\lambda^2}{hC_0}$ [3]

Donde E_{phot} representa la energía del fotón emitido

C_0 es la velocidad de la luz en el vacío

La longitud de onda central está dada por [3]

$$\lambda_p \approx 1.24/E_g \left\{ 1 - kT/E_g \right\} \quad \dots(1.5)$$

El espectro de emisión teórico Energía/Intensidad luminosa del LED y sus parámetros son mostrados en la figura 1-7

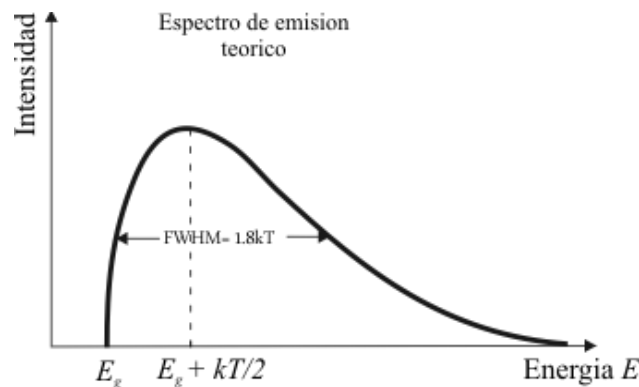


Figura 1-7. Espectro de emisión teórico de un LED [3]

Respuesta Potencia –Corriente

El LED es un dispositivo controlado por corriente, para cada valor de corriente existe su correspondiente en potencia. La potencia de emisión depende tanto de la eficiencia de conversión interna η_i como la externa η_{ext} La potencia externa del LED está dada por

$$P_{out} = \frac{\hbar\omega}{q} \eta_i \eta_{ext} I = \eta_i \eta_{ext} \frac{hC_0}{\lambda q} I \quad \dots(1.6)$$

Donde η_i es el coeficiente de la eficiencia cuántica interna

η_{ext} es el coeficiente de la eficiencia cuántica externa

q es la carga del electrón

I es la corriente inyectada al LED

La curva característica $P-I$ de acuerdo a 1.6 presenta una respuesta lineal, como se muestra en la figura 1-8

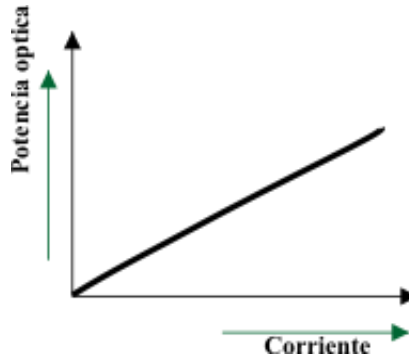


Figura 1-8. Curva característica (P-I) de un LED

Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia de un LED presenta una frecuencia de corte superior dependiente de una constante de tiempo τ (tiempo de vida del portador de la corriente inyectada) de la forma [4]

$$f_{3dB-LED} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \dots(1.7)$$

La constante de tiempo se determina por: (1) el producto de la capacitancia de la unión y la resistencia de la unión o (2) el tiempo de vida de los portadores (radiativo τ_{rad} o no radiativo τ_{nrad}). Ambos dependen de la razón de recombinación R , representada en términos de la concentración de huecos p_0 y electrones n_0 en equilibrio térmico, la concentración de exceso de portadores Δn , y la constante de recombinación B .

Para el segundo caso, y considerando que el tiempo de vida radiativo es el dominante cuando $\tau_{rad} < \tau_{nradi}$, generalmente se da por

$$\tau_{\tau \rightarrow \tau_{rad}} = \frac{\Delta n}{R} = \frac{1}{B(p_0 + \Delta n)} \quad \dots(1.8)$$

1.2.2. Diodo superluminiscente (DSL)

Los diodos superluminiscentes son LEDs que funcionan bajo el mecanismo de emisión estimulada amplificada. En la estructura de una DSL la región activa es de material semiconductor intrínseco y se encuentra entre dos paredes tipo-*n* y tipo-*p* de bandgap ligeramente alto, además por su geometría se presenta como una guía de onda dieléctrica.

La guía presenta ganancia pero también pérdidas lo que evita la acción laser, además suprime la retroalimentación óptica con el fin de tener una alta potencia de emisión en un amplio intervalo de frecuencias. Esto último se realiza empleando diferentes técnicas, entre ellas introducir un medio de altas pérdidas en el camino óptico, colocar películas anti-reflejantes en los espejos de la cavidad, inclinar la guía de onda al momento de su fabricación [5]. Estas estructuras se muestran en la figura 1-9

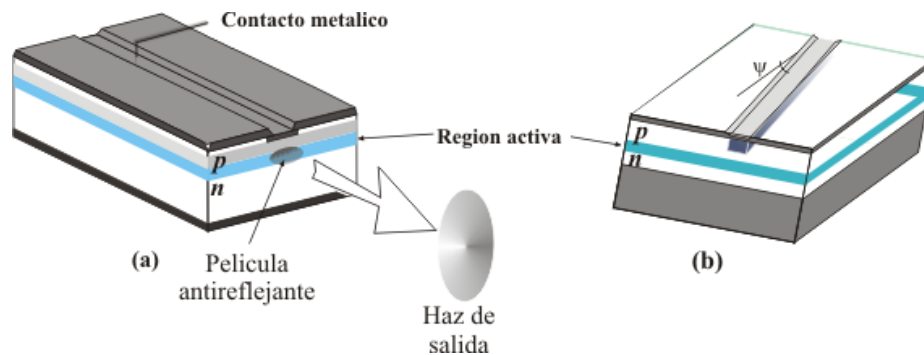


Figura 1-9. Estructuras de los diodos superluminiscentes DSL (a) con película antirreflejante [6], (b) inclinando la guía de onda [6]

La corriente eléctrica inyectada provoca la emisión espontánea de la luz por recombinación radiativa. También se presenta la absorción generando portadores libres, los fotones inyectados contribuyen a la recombinación y por tanto a incrementar o amplificar la emisión estimulada. La amplificación óptica se logra cuando la emisión estimulada excede la absorción, bajo una condición de corriente eléctrica de inyección relativamente alta.

La curva de Potencia-Corriente de la DSL mostrada en la figura 1-10a y consiste de tres regiones: a bajas corrientes, domina la emisión espontánea y la potencia varía linealmente con la corriente (baja eficiencia), al incrementar la corriente, hay una región de ganancia lineal en la cual la potencia de salida se incrementa exponencialmente con la corriente; y finalmente a alta corriente, hay amplificación y la ganancia es superlineal hasta que se satura y la salida llega a ser lineal con la corriente.

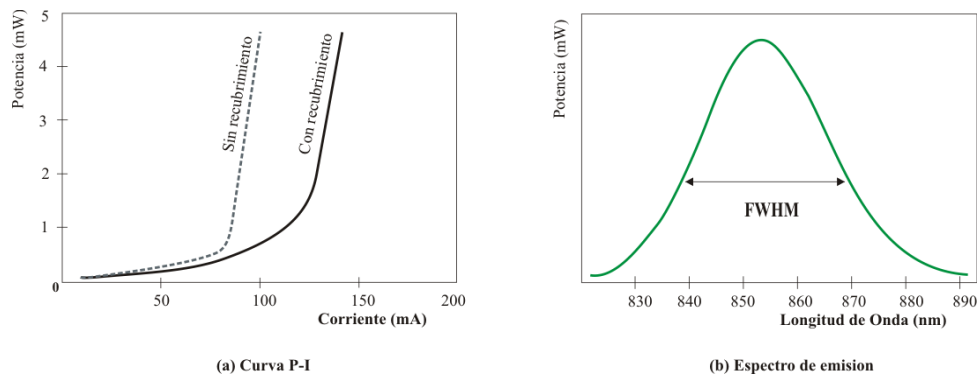


Figura 1-10. Respuesta de una DSL (a) curva P-I, (b) Espectro óptico

El espectro de emisión de una DSL en la región de ganancia lineal es mostrado en la figura 1-10b, en este caso se muestra un espectro con un ancho espectral cercano a los 25 nm.

1.2.3 Diodo Laser Fabry-Perot (DL-FP)

El diodo laser de unión $p-n$ (figura 1-11) funciona por la inyección de portadores bajo polarización directa para generar fotones por emisión estimulada en una región activa,

formada entre los semiconductores. La región activa tiene un índice de refracción mayor a los semiconductores, como consecuencia se forma una guía de ondas dieléctrica.

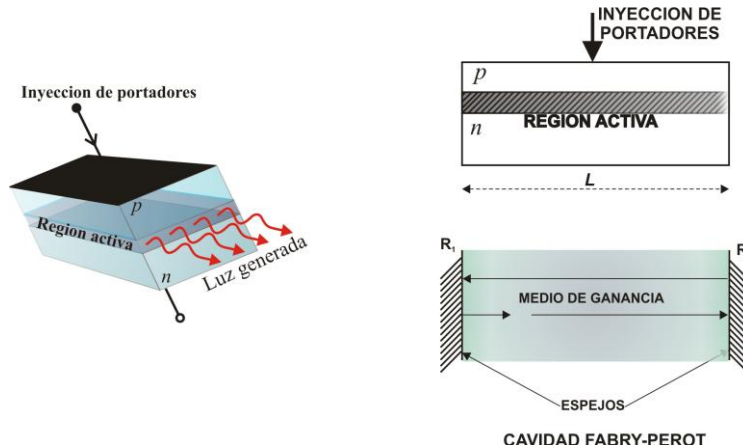


Figura 1-11. Estructura del diodo láser de cavidad Fabry-Perot

Generalmente, el número de modos resonantes por unidad de banda de frecuencia y unidad de volumen, $\rho(f)$, en una cavidad cerrada es muy alto (como lo predice 1.9), por lo que es necesario un resonador como mecanismo de retroalimentación óptica y de control para limitar el número de modos [7] y asegurar que la emisión estimulada es mayor a la emisión espontánea en el medio activo.

$$\rho(f) = \frac{8\pi}{C_0^3} f^2 \quad \dots(1.9)$$

Donde f es la frecuencia y C_0 es la velocidad de la luz

El DL emplea una cavidad resonadora Fabry-Perot, formada por dos espejos planos, R₁ reflector y R₂ parcialmente reflector, colocados a los extremos de la región activa (figura 1-12). En la cavidad existen muchas frecuencias de resonancia que forman modos longitudinales con amplitud limitada por la curva de ganancia, motivo por el cual el espectro de emisión de un DL-FP es multimodo.

La condición de oscilación dentro de la cavidad está dada por

$$2j\beta L + \alpha_m L = 2j\pi m \quad \dots(1.10)$$

Donde β es la constante de propagación

L es la longitud de la cavidad

α_m representa las pérdidas de los espejos

m denota el número de modos permitidos

j es el número complejo

Separando las partes real e imaginaria de 1.10 se tiene la condición de fase y de amplitud. La primera conduce a la condición de resonancia, la cual existe cuando una onda estacionaria se establece entre los reflectores de cavidad, y define un conjunto de m modos longitudinales [8] a partir de

$$\lambda_m = \frac{2n_{eff}(\lambda_m)}{m} L \quad \dots(1.11)$$

$n_{eff}(\lambda_m)$ es el índice de refracción efectivo

λ_m es la longitud de onda del m -ésimo modo resonante

Con $m \gg 1$ el espectro óptico se presenta como conjunto de modos con una separación llamada intervalo espectral libre, la cual está dada por

$$\Delta\lambda_{FSR} = \frac{\lambda^2}{2Ln} \quad \dots(1.12)$$

Por otro lado la condición de ganancia muestra que la amplitud del o los modos está limitada por la envolvente de la curva de ganancia dada por 1.13, como se puede ver en la figura 1-9

$$P(L, \lambda) = P(L, \lambda_0) \exp \left\{ -2\Gamma g_0 \left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\Delta\lambda_g} \right)^2 L \right\} \quad \dots(1.13)$$

Donde $P(L, \lambda_0) = P(0, \lambda_0) \exp[2(\Gamma g - \alpha_m)L]$

Γg_0 representa el coeficiente de ganancia de la cavidad

α_m representa el coeficiente de pérdidas de la cavidad

El espectro de emisión multimodo de un DL-FP se muestra en la figura 1-12 con algunos de sus parámetros característicos.

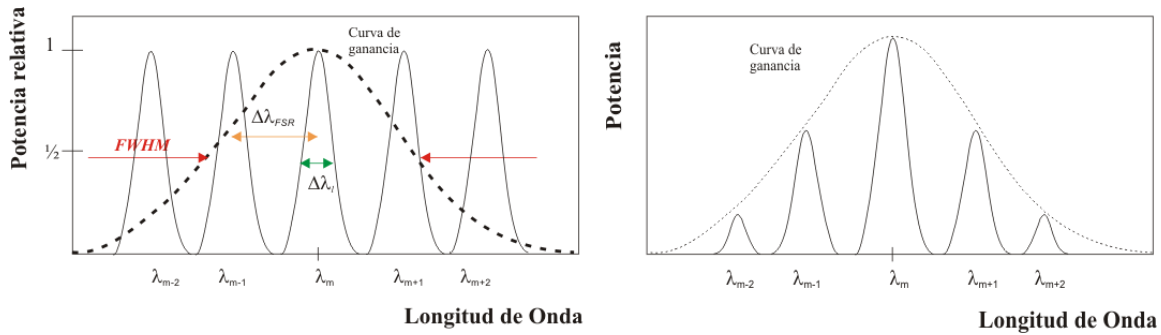


Figura 1-12. (a) Condición de amplitud y fase en un espectro multimodo (b) Espectro del DL-FP

Diodo Laser monomodo

El diodo laser de retroalimentación distribuida (DFB) y el de reflector distribuido (DBR) son fuentes semiconductoras de luz que utilizan una rejilla de Bragg dentro de la cavidad óptica alcanzar una emisión monomodo. La rejilla de Bragg es una estructura periódica con una distribución espacial de índice de refracción, su condición de resonancia depende de su periodo Λ el cual es manipulado para que una sola longitud de onda la cumpla. La condición de Bragg se expresa como

$$\Lambda = M \left(\frac{\lambda_B}{2n_{eff}} \right) \text{ de donde } \lambda_B = \frac{2n_{eff}\Lambda}{M} \quad \dots(1.14)$$

Donde Λ es el periodo de la rejilla

n_{eff} es el índice de refracción efectivo

λ_B es la longitud de onda de Bragg en el espacio libre

M es el orden de la estructura $M=1$ primer orden

La figura 1-13 muestra las estructuras de un DL DBF y la de un DL DBR. En la estructura DFB se incorpora una rejilla de Bragg dentro de la guía de onda como mecanismo de retroalimentación óptica, en el caso DBR se incorpora una rejilla de Bragg en uno o en ambos extremos del medio activo.

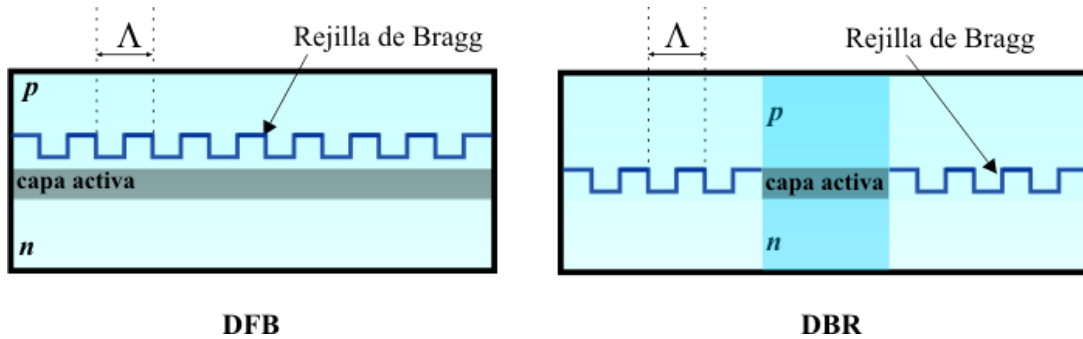


Figura 1-13. Estructura simple de un laser DFB y un DBR

El espectro de emisión de un diodo laser monomodo es mostrado en la figura 1-14

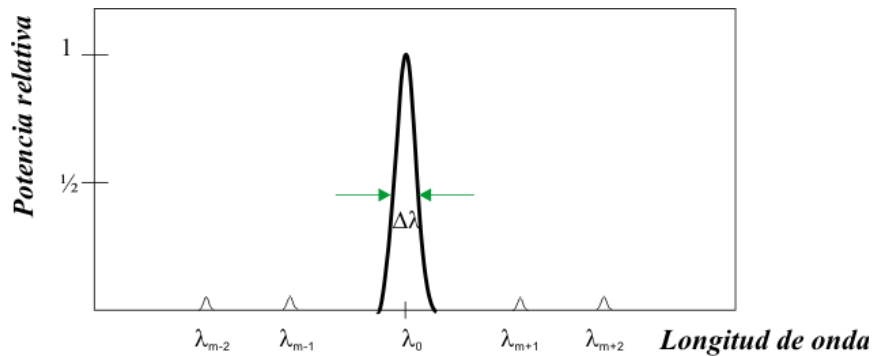


Figura 1-14. Espectro óptico de un diodo laser monomodo

Potencia de emisión

La potencia de salida es uno de los parámetros importantes para caracterizar un diodo laser en función de la corriente inyectada. La figura 1-15 muestra la curva de respuesta ideal ($P-I$) de un diodo laser emitiendo en onda continua.

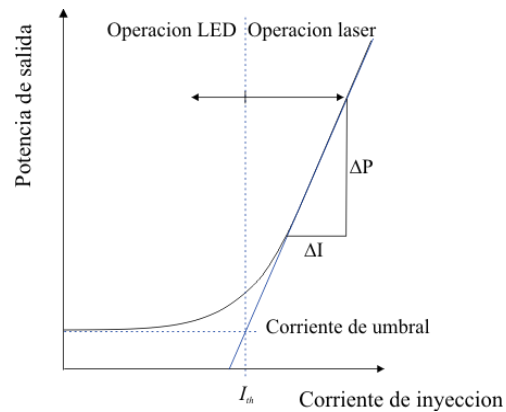


Figura 1-15. Curva característica (P-I) de un diodo láser

Cuando la corriente directa es baja, el diodo láser opera como un LED donde la densidad de portadores en la región activa no es suficientemente alta para alcanzar la inversión de población, dominando la emisión espontánea. Según se incrementa la corriente, la inversión de población ocurre, y la emisión estimulada llega a dominar a partir de cierta corriente de umbral.

1.3 FOTODETECTORES

El fotodetector es el elemento primordial en el convertidor O/E en los sistemas de comunicaciones vía fibra óptica, los más comunes son los fotodiodos, siendo un dispositivo optoelectrónico capaz de detectar las variaciones de intensidad de la portadora óptica y convertirlas en corriente eléctrica. Una característica importante a considerar es que son insensibles a cualquier información de fase o polarización [9].

1.3.1 Fotodiodos de unión $p-n$

El fotodiodo es una unión p^+-n polarizada inversamente que funciona bajo el mecanismo de absorción, su estructura se presenta en la figura 1-16a. Cuando inciden fotones con energía $h\nu \geq E_g$ se rompe la neutralidad de carga y genera portadores libres en la región de deplexión, que bajo la influencia del campo eléctrico externo tienden a desplazarse

generando una fotocorriente, la cual puede ser detectada por un circuito externo. El diagrama de bandas de una unión $p-n$ polarizada inversamente es mostrado en la figura 1-16b. La polarización inversa permite incrementar la región de deplexión.

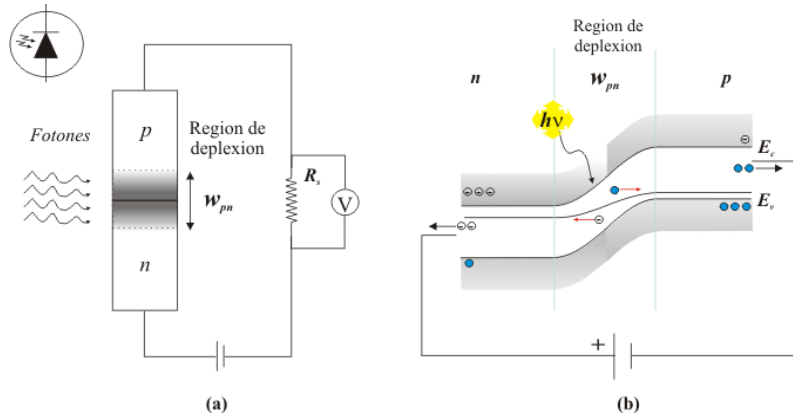


Figura 1-16. Principio de operación del fotodiodo de unión $p-n$ [10] y diagrama de bandas

1.3.2 Fotodiodo PIN

El fotodiodo $p-i-n$ es construido al agregar una capa de material semiconductor intrínseco (o ligeramente dopado) entre la región tipo p^+ y la región tipo n del fotodiodo de unión para incrementar físicamente la región de deplexión, permitiendo mejorar su eficiencia cuántica y disminuir la capacitancia de unión, sin embargo, se incrementa el tiempo de tránsito de los portadores. Además, provoca que el campo eléctrico en la región de deplexión sea más uniforme que en una unión $p-n$ simple, como se muestra en la figura 1-17.

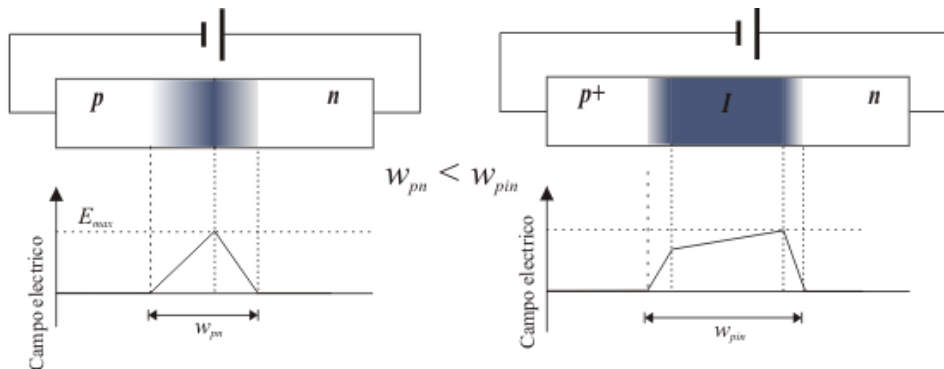


Figura 1-17. Fotodiodos de unión $p-n$ y pin polarizado inversamente

La estructura de un fotodiodo $p-i-n$ y su diagrama de bandas es mostrada en la figura 1-18. La capa tipo p^+ se fabrica muy delgada debido a que la luz incide en esta zona.

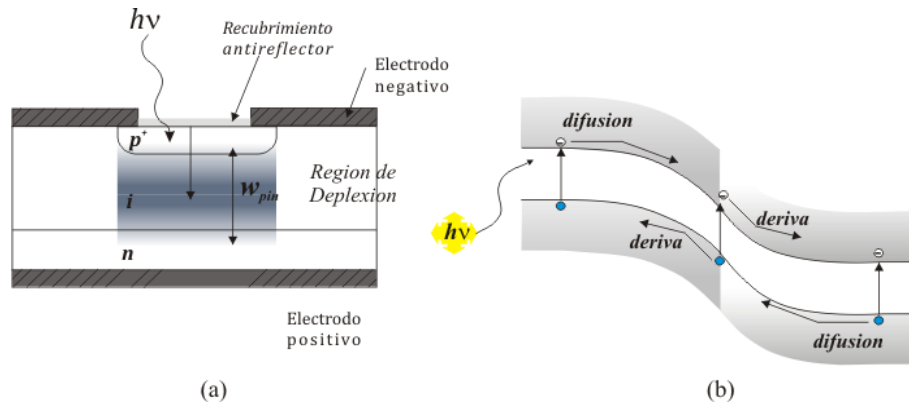


Figura 1-18. (a) Estructura física fotodiodo p-i-n y (b) diagrama de bandas

Al incidir luz de potencia P_r los fotones son absorbidos en la región de deplexión, generando portadores libres y provocando pares electrón-hueco. Los pares electrón-hueco generados cerca de la región de deplexión son separados y transportados por el campo eléctrico externo que tiene la misma dirección al campo eléctrico de la unión. El flujo de portadores de carga resultante a través de la unión produce una pequeña fotocorriente I_{phot} , la cual puede ser detectada por un circuito externo de carga R_s (figura 1-19)

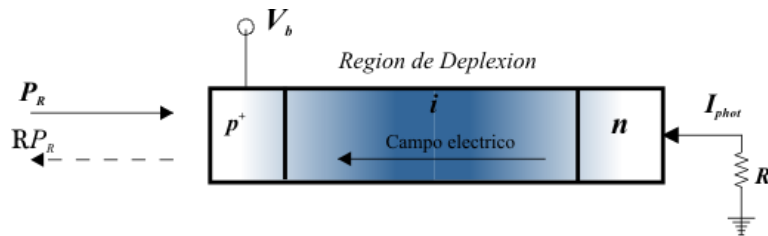


Figura 1-19. Principio de funcionamiento de un fotodiodo PIN

La corriente I_{phot} generada por el fotodiodo es dependiente de la potencia incidente P_R , y la relación queda expresada por

$$I_{phot} = \eta \frac{e\lambda}{hc_0} P_R = \eta \frac{e}{h\nu} P_R = \mathfrak{R}P_R \quad \dots(1.15)$$

Donde η la eficiencia cuántica

e la carga del electrón

λ es la longitud de onda

$\mathfrak{R} = \eta \frac{e}{h\nu}$ es la responsividad

Responsividad Espectral y Respuesta en Frecuencia

La responsividad \mathfrak{R} es un parámetro de desempeño del fotodiodo que determina la respuesta de la fotocorriente inducida de salida a la potencia óptica de entrada, es dependiente de la longitud de onda o frecuencia de la luz incidente. El comportamiento espectral se define por

$$\mathfrak{R}(\lambda) = n_i \frac{\lambda(\mu m)}{1.24} \left(1 - \left| \frac{n(\lambda) - 1}{n(\lambda) + 1} \right|^2 \right) \left(1 - e^{-A_d \sqrt{\frac{1 - I}{\lambda \lambda_g}}} \right) \quad \dots(1.16)$$

La curva típica de la responsividad en función de la longitud de onda para tres materiales diferentes es mostrada en la figura 1-20.

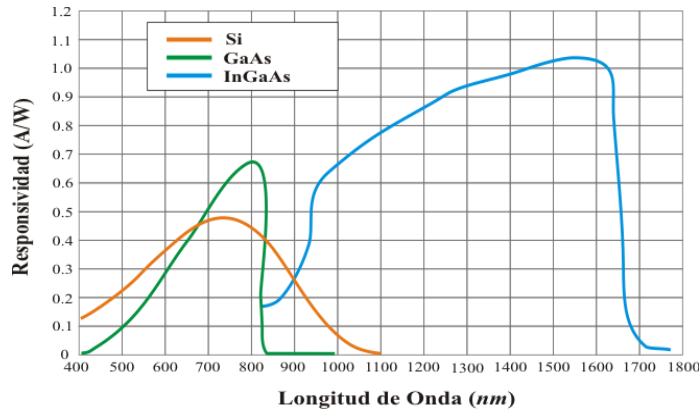


Figura 1-20. Responsividad espectral típica de algunos semiconductores

Respuesta en Frecuencia

La respuesta en frecuencia del fotodiodo es principalmente limitada por tres factores [10]:

- (1) El tiempo t_{der} de tránsito en deriva para portadores que cruzan la región intrínseca i
- (2) El tiempo t_{RC} que surge de la capacitancia C y la resistencia de carga R_s .

La capacitancia de unión está dada por

$$C_j = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{w_{pin}} \quad \dots(1.17)$$

Donde $\epsilon_0 \epsilon_r$ es la permitividad del semiconductor

A es el área transversal de la unión p-n

w_{pin} longitud de la región de deplexión

- (3) El tiempo de difusión t_{dif} de portadores generados en la región n+ y/o región p+

Tomando en cuenta estos factores la densidad de corriente total es la suma de la componente de deriva J_{der} y de difusión J_{dif} .

$$J_{total}(L, t) = J_{der}(L, t) + J_{dif}(L, t) = \sum_{\omega_i} J_{\omega_i} e^{-i\omega_i t}$$

$$= \sum_{\omega_i} \left[\frac{q\alpha\mu_n E_0}{\alpha\mu_n E_0 - i\omega_i} \left(e^{-\alpha L} - e^{-\left(\frac{i\omega_i}{\mu_n E_0}\right)L} \right) - \frac{q\alpha L_p}{\sqrt{1 - i\omega_i \tau_p + \alpha L_p}} e^{-\alpha L} \right] \Phi_{\omega_i} e^{-i\omega_i t} \quad \dots(1.18)$$

Donde

q es la carga del electrón

α es el coeficiente de absorción de la luz incidente

$\mu_{n,p}$ es la movilidad del portador p= hueco, n=electrón

L longitud de la región intrínseca

L_p longitud de difusión de en la región p

Φ es el flujo de fotones

E_0 magnitud del campo eléctrico

ω_i es la frecuencia de modulación

La gráfica de Bode en magnitud de la ecuación 1.18 para diferentes longitudes de la región intrínseca es mostrada en la figura 1-21. Para algunas longitudes las frecuencias de corte están por arriba de los GHz.

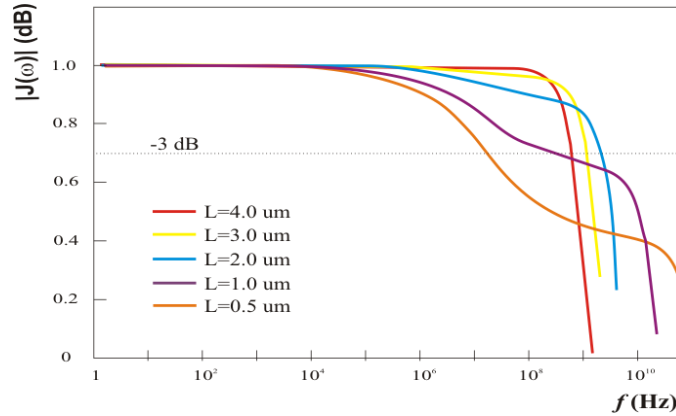


Figura 1-21. Respuesta en frecuencia normalizada del fotodiodo *pin*

La frecuencia de corte superior para un fotodiodo define su ancho de banda BW eléctrico, el cual está dada por

$$BW_{PD} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{f_{RC}}\right)^2 + \left(\frac{1}{f_t}\right)^2}} \quad \dots(1.19)$$

Donde las frecuencias de corte son $f_{RC} = \frac{\omega_{RC}}{2\pi}$ y $f_t = \frac{\omega_{RC}}{2\pi} = \frac{0.44}{w_{pin}} V_s$,

V_s es la velocidad de saturación de los portadores en la región de deplexión

Sustituyendo los valores anteriores, el ancho de banda queda finalmente como

$$BW_{PIN} = \frac{1}{\sqrt{\left(2\pi R_s \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\pi d^2}{4w_{pin}}\right)^2 + \left(\frac{w_{pin}}{0.44V_s}\right)^2}} \quad \dots(1.20)$$

Donde

d es el diámetro del fotodiodo PIN

R_s es la resistencia de carga asociada al fotodiodo

1.4 GUÍA-ONDAS ÓPTICAS

Las guías de onda pueden ser fabricadas en vidrios o cristales dieléctricos. La diferencia entre ellos es su naturaleza amorfa y propiedades isotrópicas para los primeros y sus propiedades anisotrópicas para los segundos, a excepción de los cristales cúbicos que presentan solo propiedades isotrópicas.

Una guía de onda óptica es una región de material dieléctrico, llamada núcleo o canal, rodeada por otra región de índice de refracción inferior, llamada revestimiento, o sustrato [11] capaz de confinar y guiar luz por el principio de reflexión total interna. La sección transversal de la guía de onda mostrada en la figura 1-22, el núcleo es de índice de refracción n_1 y n_2 para el revestimiento.

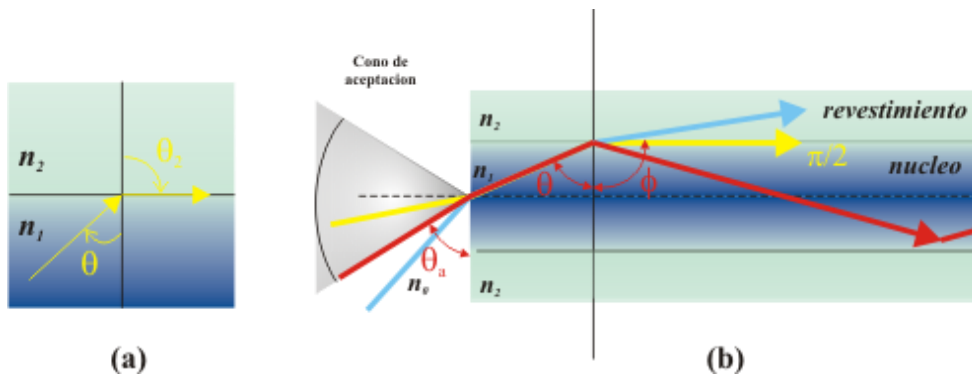


Figura 1-22. (a) Condición de ángulo crítico y (b) estructura de la guía de onda y propagación de la luz por reflexión total interna

Desde el punto de vista de la óptica geométrica el ángulo crítico es la condición límite entre rayos reflejados y refractados por la incidencia de rayos entre dos regiones de diferente índice de refracción (figura 1-22a). El ángulo crítico θ_c se presenta cuando el rayo refractado se propaga por la frontera, $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$ y a través de la Ley de Snell se llega

a la relación $\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$.

De la figura 1-22b, solo los rayos incidentes con dirección igual o mayor a un ángulo crítico $\theta \geq \theta_c$ y que estén dentro de un cono de aceptación (de ángulos θ_a) pueden sufrir reflexión total interna, los restantes son radiados. Los rayos acoplados al núcleo inciden con un ángulo θ en la interfaz núcleo/revestimiento los rayos pueden ser transmitidos al medio n_2 , desplazarse por la interface n_1/n_2 $\left(\theta_2 = \frac{\pi}{2}\right)$ o reflejados hacia el medio n_1 con un ángulo $\pi/2 - \phi$, utilizando la ley de Snell $\sin \theta \geq \sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$ de donde $n_1 \sin \theta \geq n_2$.

Los rayos reflejados $\theta_2 = \frac{\pi}{2} - \phi$ y por simetría $\theta = \theta_2$, y la condición para reflexión total interna en la interface núcleo/revestimiento dada por $n_1 \sin \theta_2 \geq n_2$, finalmente

$$n_1 \sin\left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) \geq n_2 \quad \dots(1.21)$$

El ángulo máximo del cono de aceptación en la interface n_0/n_1 complementa la condición de reflexión total interna en donde $n_0 \sin \theta_a = n_1 \sin \theta \leq \sqrt{n_1^2 - n_0^2}$

$$\theta_a \leq \text{Sen}^{-1} \sqrt{n_1^2 - n_0^2} \equiv \theta_{\max} \quad \dots(1.22)$$

θ_{\max} es conocido como apertura numérica.

El confinamiento de la luz en las guías de onda puede ser en una o dos direcciones, dependiendo de la estructura que resultan de combinar la reflexión total interna y la interferencia constructiva en una sola dirección y bajo la condición de que los ángulos discretos tienen posibilidad de acoplarse y propagarse en modos guiados [12].

La interferencia constructiva se presenta al superponer dos rayos con frentes de onda positivo y la intensidad del campo es máxima por el contrario la intensidad del campo es mínima sí se superponen dos frentes de onda negativos (interferencia destructiva). Las

variaciones de intensidad permiten la formación del modo, como se muestra en la figura 1-23, las líneas solidas representan frentes de onda positivos y las líneas punteadas representan los frentes de onda negativos. Cuando solo un rayo se acopla a la guía de onda solo se propaga un modo, denominado modo fundamental, figura 1-23a, o cuando dos o más rayos son acoplados se tiene la formación de varios modos, modos de orden superior, figura 1-23b. La distribución de campo a lo largo del eje x (transversal) llega a ser una onda estacionaria y varia periódicamente a lo largo de la dirección z [13].

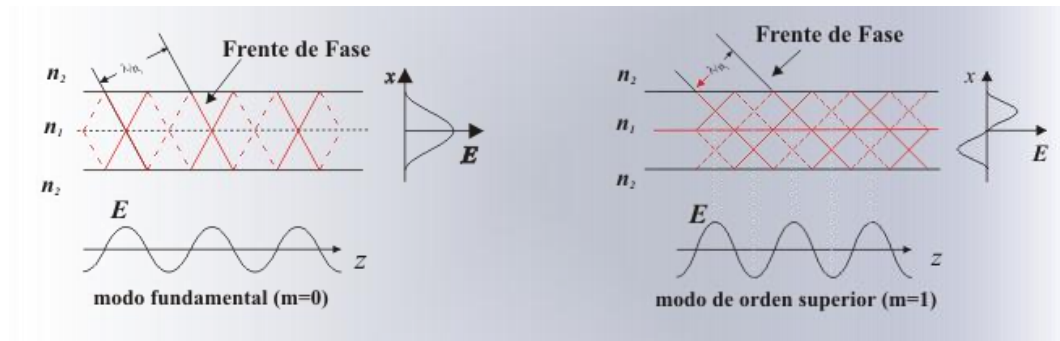


Figura 1-23. Formación de modos, (a) modo fundamental, (b) modos de orden superior

1.4.1 Guías de onda cilíndricas

La fibra óptica es una estructura cilíndrica con el núcleo rodeado por una capa de revestimiento como se puede ver en la figura 1-24 que se utiliza en comunicaciones de larga distancia [14]. El núcleo presenta un perfil del índice de refracción abrupto (índice escalonado) o gradual (índice gradual), con el índice del revestimiento uniforme.

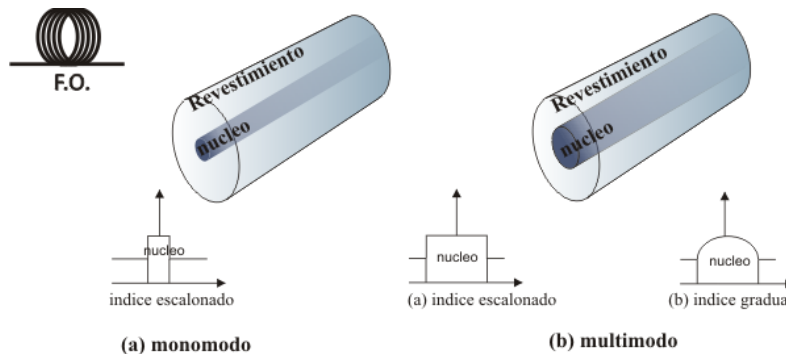


Figura 1-24. Estructura básica de la fibra óptica y perfil de índice de refracción (a) monomodo, (b) multimodo

El número de modos que es capaz de propagar puede ser calculado a partir de su estructura y dimensiones. Físicamente la fibra monomodo presenta un núcleo con diámetro de alrededor de 10 μm y la fibra multimodo alrededor de los 100 μm . También el número de modos se puede calcular por el parámetro de frecuencia normalizada V . La frecuencia normalizada está dada por [15]

$$V \approx \frac{2\pi}{\lambda} a n_1 \sqrt{2\Delta} \quad \dots(1.23)$$

Donde

a es el radio de la guía de onda

λ es la longitud de onda de la luz incidente

$$\Delta = \frac{(n_1 - n_2)}{n_1}$$

Para operación monomodo

$$0 < V = k_0 a \sqrt{n_{\text{núcleo}}^2 - n_{\text{revestimiento}}^2} < 2.4048 \quad \dots(1.24)$$

Para algunas aplicaciones es esencial tener fibras especiales que preserven un estado de polarización lineal. Tales fibras se denominan fibras que mantienen la polarización (FMP).

1.4.2 Fibras Ópticas de mantenimiento de Polarización (FMP)

Las fibras que mantienen la polarización (PMF) o de alta birrefringencia (Hi:Bi) son un tipo especial de fibra óptica que preserva el estado de polarización de la luz guiada al romper la simetría circular de la distribución del índice de refracción del núcleo [16] para provocar anisotropía óptica. Las fibras PMF presentan aplicaciones en líneas de retardo o en filtros fotónicos [17].

La anisotropía en la fibra FMP genera birrefringencia al existir dos índices de refracción (n_e y n_o) coincidentes con los ejes de la fibra. El estado de polarización (EPO) de la luz dentro de la fibra es determinado inicialmente por la polarización a la entrada de la fibra.

El modo de propagación con polarización lineal puede ser acoplado a uno o a los dos ejes de la fibra FMP.

Las características de las fibras FMP son descritas por la birrefringencia modal o longitud de batimiento L_p , parámetro de acoplamiento de modos h o crosstalk CT y pérdidas de transmisión. La longitud de batimiento es una medida la capacidad de una fibra birrefringente para mantener la polarización y se define como

$$L_p = \lambda/B = 2\pi/\Delta\beta \quad \dots(1.25)$$

Donde B es la birrefringencia de la fibra

$\Delta\beta$ representa la diferencia de las constantes de fase entre los dos modos de propagación de la fibra

Físicamente, L_p representa la distancia a lo largo de la fibra en la cual la diferencia de fase entre los dos modos de polarización es de 2π . Entonces, si la luz es acoplada a los dos modos de la fibra, el EPO se repetirá a una distancia múltiplos enteros de L_p a lo largo de la fibra. En la figura 1-25 se puede observar la propagación de dos modos linealmente polarizados y alineados con los ejes rápido (n_e) y lento (n_o) de la FMP. La diferencia de índices provoca que los dos modos se propaguen a diferente velocidad y por tanto a la salida de la fibra exista una diferencia de fase entre ellos, que se manifiesta como un ensanchamiento de los pulsos originales. La diferencia de fase es dependiente de la birrefringencia y la longitud de la fibra.

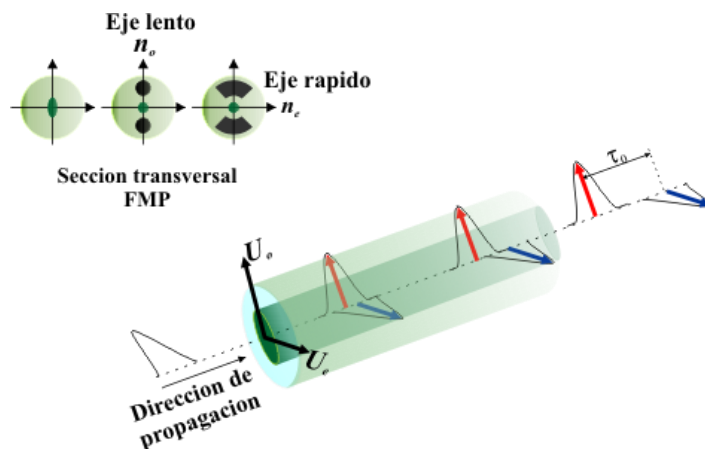


Figura 1-25. Excitación de los dos modos de polarización en una fibra birrefringente

El ensanchamiento del pulso permite estimar el retardo τ_0 entre las dos componentes de polarización durante la propagación de un pulso óptico. Para una fibra de longitud L y constante de birrefringencia $\Delta\beta_1$, τ_0 está dado por

$$\tau_0 = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| = L \left| \beta_{1x} - \beta_{1y} \right| = L\Delta\beta_1 \quad \dots(1.26)$$

Donde $\Delta\beta_1 = k_0 \left(\frac{dB_n}{d\omega} \right)$ está relacionada con la birrefringencia de la fibra.

La figura 1-26 muestra algunos de los perfiles de las estructuras de fibras PMF, entre ellas las fibras de núcleo elíptico, fibras ‘bow-tie’, panda y de revestimiento interno elíptico. Un caso especial son las fibras de estructura guía-onda son las de hueco lateral y las de un solo canal [14].

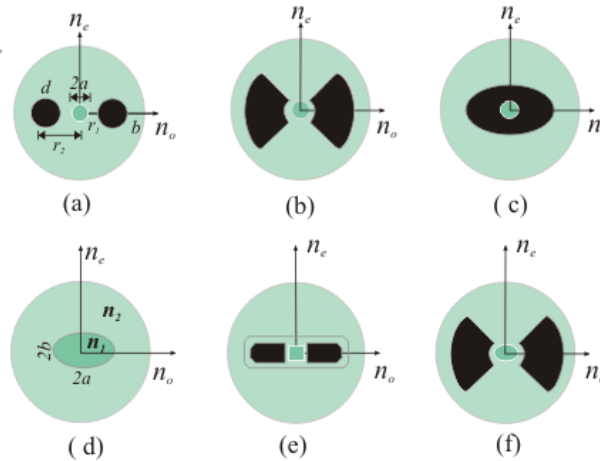


Figura 1-26. Modelo geométrico de una PMF (a) fibra panda, (b) fibra bow-tie, (c) y (d) fibra elíptica, (e) fibra “pseudo-rectangular”, (f) fibra de núcleo elíptico bow-tie.

En la fibra PANDA (figura 1-26a) la birrefringencia es provocada al colocar rodillos de material altamente dopado para ejercer tensión mecánica al núcleo, su valor depende de los materiales usados en diferentes regiones de las fibras FMP. La birrefringencia modal se determina a partir de los parámetros mostrados en la figura 1-26a y se puede aproximar por [18]

$$B_0 = \frac{2}{\pi} B_m \sin(2\phi) \left[2 \ln \frac{r_2}{r_1} - \frac{3}{2b^4} (r_2^4 - r_1^4) \right] \quad \dots(1.27)$$

En las fibras con núcleo elíptico la birrefringencia B (figura 1-26d) depende geoméricamente de la razón de aspecto a/b del núcleo así como de la diferencia de índices de refracción entre el núcleo y el revestimiento $\Delta n = n_1 - n_2$ [19]

Cuando $a/b < 1.2$

$$B = (\beta_x - \beta_y) = 0.2k_0 \left(\frac{a}{b} - 1 \right) (\Delta n)^2 \quad \dots(1.28)$$

1.4.3 Guías de onda planares y rectangulares

Las guías de onda más comunes son las planares y las rectangulares y consisten de una película delgada o canal rectangular, rodeado por material dieléctrico, depositada sobre un sustrato y cubierta por un revestimiento y con una distancia de propagación de algunos centímetros.

Algunas estructuras de guías de onda se muestran en la figura 1-27. En las guías de onda planares el índice de refracción de la película n_1 es mayor al del sustrato n_2 y al del revestimiento n_3 , en general, $(n_1 > n_2 \geq n_3)$, pudiendo ser de dos tipos simétrica cuando $n_2 = n_3$ y asimétrica cuando $n_2 > n_3$. Las guías de onda de cinta rectangulares con n_1 son fabricadas dentro o sobre un sustrato de n_2 ($n_1 > n_2$) empleando como revestimiento el aire.

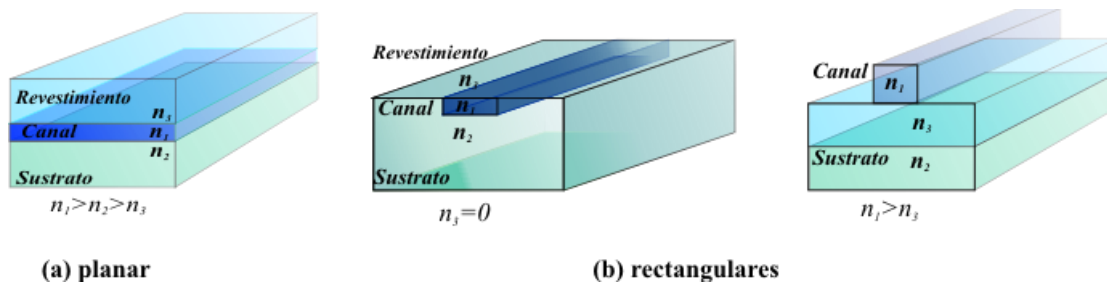


Figura 1-27. Guías de onda planares y rectangulares

Las guías de onda planares guían la luz en la dirección vertical pero no presentan confinamiento lateral. A diferencia de las guías de onda rectangulares que presentan confinamiento vertical y lateral, razón por la cual son elementos esenciales en dispositivos de óptica integrada como moduladores, acopladores entre otros.

Las guías rectangulares fabricadas con materiales anisotrópicos presentan, al igual que las fibras FMP, birrefringencia, permitiendo la propagación de dos modos linealmente polarizados, ondas que solo tienen campo eléctrico transversal o modo TE y ondas que solo tienen campo magnético transversal o modo TM alineados con los ejes lento y rápido.

1.5 MODULADORES ELECTRO-ÓPTICOS

Los moduladores electro-ópticos son dispositivos optoelectrónicos en los cuales un campo eléctrico modifica las propiedades ópticas del cristal. El efecto electro-óptico es el mecanismo más utilizado por los moduladores para superponer información en una onda luminosa, al permitir que voltaje se convierta en campo eléctrico, el cual puede modular la intensidad o la fase de una señal óptica que viaja por el cristal [20], modificando, en particular, los índices de refracción ordinario n_o y extraordinario n_e . La magnitud de variación puede ser lineal (efecto Pockels) o no lineal (efecto Kerr). El efecto electro-óptico se representa por la perturbación [20]

$$\Delta \left[\frac{1}{n^2} \right] = \left[\frac{1}{n^2} \right]_{E \neq 0} - \left[\frac{1}{n^2} \right]_{E=0} = \sum_{k=1}^3 r_{ijk} E_k + \sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 s_{ijkl} E_k E_l \quad \dots(1.29)$$

Donde

E es el campo eléctrico aplicado

r representa los coeficientes electro-ópticos lineales

s representa los coeficientes electro-ópticos cuadráticos

El efecto electro-óptico lineal se representa como una variación lineal en el tensor de índices de refracción y se expresa por

$$\Delta\left(\frac{1}{n^2}\right)_i = \sum_j r_{ij} E_j \quad \text{donde } i=1,\dots,6 \quad \text{y } j=x, y, z \quad \dots(1.30)$$

Uno de los materiales más usados para la construcción de moduladores ópticos es el Niobato de Litio (LiNbO_3).

1.5.1 Moduladores electroópticos de Niobato de Litio

Los moduladores de Niobato de Litio (LiNbO_3) se utilizan ampliamente en servicios de telecomunicaciones de alta velocidad, minimizando los efectos de dispersión de la fibra óptica. En sistemas analógicos proporcionan muy baja distorsión de modulación. En comunicaciones ópticas, los moduladores electro-ópticos se utilizan ventajosamente en las ventanas de transmisión de 1.3 y 1.5 μm [21].

El Niobato de Litio (LiNbO_3) es un cristal óptico uniaxial, transparente a longitudes de onda en el intervalo de 0.4 a 4.2 μm que solo presenta efecto Pockells. Algunas de las propiedades ópticas del LiNbO_3 a $\lambda=1310$ nm se presentan en la tabla 1-1.

Propiedad	Elemento	Valor
Eje	Ordinario	x, y; 1, 2; a, b; o
	Extraordinario	z;3;c;e
Índice de refracción	n_o	2.22006
	n_e	2.14562
Coeficiente electro-óptico	r_{33}	30.8×10^{-12} m/v
	r_{13}	8.6×10^{-12} m/v
Constante Dieléctrica	ϵ_x y ϵ_y	43
	ϵ_z	28

Tabla 1-1. Propiedades ópticas del Niobato de Litio

El valor de los coeficientes electro-ópticos lineales se representa en el siguiente tensor

$$\begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -6.8 & 9.6 \\ 0 & 6.8 & 9.6 \\ 0 & 0 & 30.9 \\ 0 & 32.6 & 0 \\ 32.6 & 0 & 0 \\ -6.8 & 0 & 0 \end{pmatrix} (pm/V) \quad \dots(1.31)$$

El cristal de $LiNbO_3$ en corte $-Z$ presenta el coeficiente electro-óptico más grande. En la tabla 4-2 se indican las variaciones de los índices de refracción, vistas por el modo TE y modo TM, conforme se propagan en las direcciones x y y . El modo TM interactúa con el coeficiente electro-óptico r_{33} , mientras el modo TE interactúa con el coeficiente r_{13} [22]. Cuando un cristal de corte $-Z$ propagación $-y$ es sometido a un campo eléctrico externo E_{ap} en la dirección z (E_z), los índices de refracción n_o y n_e son modificados vía efecto Pockells. Los índices de refracción natural y su variación se muestran en la tabla 1-2.

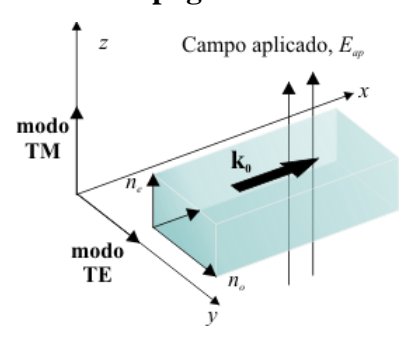
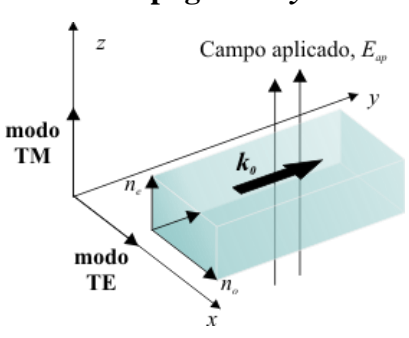
Propagación $-x$	CORTE $-Z$	Propagación $-y$
		
$n_o(E_{ap}) = n_o - \frac{n_o^3 [r_{22}E_y + r_{13}E_z]}{2}$ $n_e(E_{ap}) = n_e - \frac{n_e^3 r_{33}E_z}{2}$ <p>...(1.32)</p>		$n_o(E_{ap}) = n_o - \frac{n_o^3 r_{13}E_z}{2}$ $n_e(E_{ap}) = n_e - \frac{n_e^3 r_{33}E_z}{2}$ <p>...(1.33)</p>

Tabla 1-2. Cambio de índices para un cristal de Niobato de Litio corte $-Z$ [23]

El cambio inducido en los índices de refracción por efecto electro-óptico se utiliza para modular en fase o en amplitud la portadora óptica. Los primeros pueden también utilizarse como retardadores ópticos.

Moduladores de Fase

Un modulador electro-óptico de fase puede realizarse con una guía de onda óptica birrefringente de longitud L dentro de un sustrato de Niobato de Litio, como se muestra en la figura 1-28.

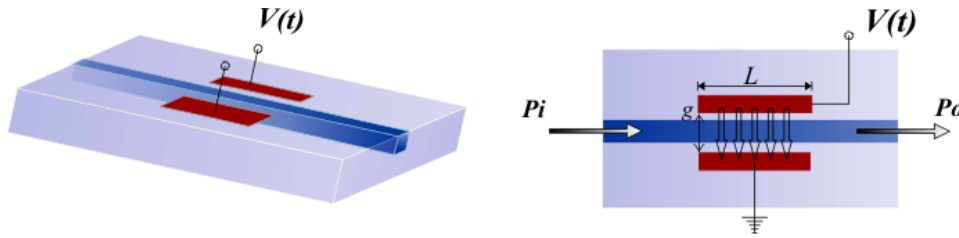


Figura 1-28. Modulador de fase en óptica integrada

La modulación de fase se realiza mediante la aplicación de un voltaje V , entre los electrodos localizados a lo largo de la guía de onda óptica, al inducir cambios en los índices de refracción. El campo eléctrico se genera entre los electrodos, como se muestra en la figura 1-29, modificando los índices de refracción. La variación de índices provoca que el modo TE y modo TM viajen a diferentes velocidades induciendo una diferencia de fase $\Delta\phi$ entre ellos después de viajar una distancia L y esta dado por

$$\Delta\phi = k_0\Delta nL \quad \dots(1.34)$$

En un modulador de fase con electrodos el cambio de fase esta dado por

$$\Delta n_o = -\frac{n_o^3}{2} r_{13} \left(\frac{V}{g} \right) \Gamma \quad \text{y el cambio de fase} \quad \Delta\phi_o = \Delta n_o k_0 l = -\frac{n_o^3}{2} r_{13} \left(\frac{V}{g} \right) \Gamma k_0 l$$

$$\Delta n_e = -\frac{n_e^3}{2} r_{33} \left(\frac{V}{g} \right) \Gamma \quad \text{y el cambio de fase es} \quad \Delta\phi_e = \Delta n_e k_0 l = -\frac{n_e^3}{2} r_{33} \left(\frac{V}{g} \right) \Gamma k_0 l$$

Donde Γ es el coeficiente de superposición entre el campo eléctrico y el campo óptico en la longitud de interacción entre los electrodos y la guía de onda óptica.

l es la longitud de los electrodos

$$\Delta n = n_e(E_{ap}) - n_o(E_{ap}) = (n_e - n_o) + \frac{1}{2}(n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) \left(\frac{V}{g} \right) \Gamma$$

$$\Delta \phi = \phi_{natural} + \phi_{inducida}(E)$$

La diferencia de fase se puede escribir de manera simplificada por [24]

$$\Delta \phi_{TE} = \phi_0 + \pi \frac{V}{V_\pi} \quad \dots(1.35)$$

Donde V_π representa el voltaje requerido para cambiar la diferencia de fase inducida igual a π .

k_0 representa la constante de propagación

$$V_\pi = \frac{d}{L} \frac{\lambda_0}{r_{o,e} n_{o,e}^3}$$

La función de transferencia del modulador se presenta en la figura 1-29.

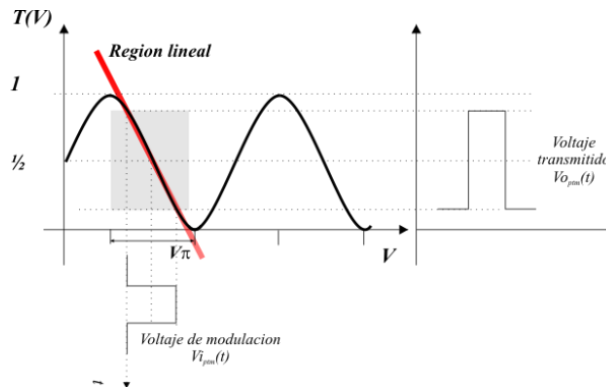


Figura 1-29. Transmitancia del modulador de fase

Modulador electro-óptico de intensidad

Los moduladores de intensidad son fabricados con la geometría de un interferómetro Mach-Zehnder en tecnología de óptica integrada con electrodos, las guías de onda forman los brazos arreglados sobre el sustrato de Niobato de litio como se muestra en la figura 1-30. Los brazos del interferómetro están lo suficientemente separados para que

no exista acoplamiento entre ellos y equilibrados para presentar la misma longitud de camino óptico sin voltaje aplicado.

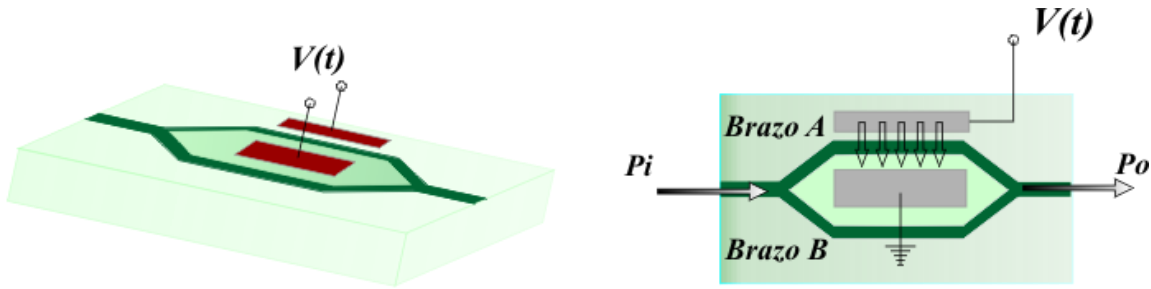


Figura 1-30. Modulador Mach-Zehnder en óptica integrada

El principio de funcionamiento de este tipo de moduladores es la interferencia, provocada al inducir diferencias de fase al aplicar un voltaje en los electrodos. Cuando la luz P_i es acoplada a la guía de onda es dividida en amplitud en la primera unión-Y, la diferencia de fase es cero, entonces los dos haces guiados llegan a una segunda unión-Y y entran a una guía de ondas monomodo también en fase, en el caso ideal, la intensidad de salida es la misma a la de entrada. Sin embargo, cuando el voltaje es aplicado en el brazo A modifica su longitud de camino óptico, que al recombinarse en la segunda unión Y, de acuerdo a la diferencia de fase entre ellos puede ser constructiva o destructivamente, resultando en una variación de intensidad o modulación. La diferencia de fase en función del voltaje $V(t)$ se expresa por

$$\Delta\phi(V) = \phi_0 + \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \frac{r_{e,o} V}{g} l \quad \dots(1.36)$$

Donde

l es la longitud del electrodo

g es la separación interelectrodos

$r_{o,e}$ es el coeficiente electro-óptico ordinario (o) o extraordinario (e)

ϕ_0 es la diferencia de fase inicial cuando $V=0$

El voltaje de media onda V_π está dado por

$$V_\pi = \frac{\lambda g}{2r_{e,o} l} \quad \dots(1.37)$$

La relación de potencia de entrada-salida del modulador

$$P_o = \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)P_i \quad \dots(1.38)$$

La función de transferencia de potencia del modulador es

$$T(V) = \frac{P_o}{P_i} = \cos^2\left(\phi_0 + \frac{\pi V}{2V_\pi}\right) \quad \dots(1.39)$$

Finalmente la potencia óptica de salida es

$$P_o(t) = \frac{P_i}{2} \left\{ 1 \pm \sin\left(\frac{\pi V(t)}{V_\pi}\right) \right\} \quad \dots(1.40)$$

La función de transferencia del modulador es una respuesta no lineal y presenta la forma mostrada en la figura 1-31.

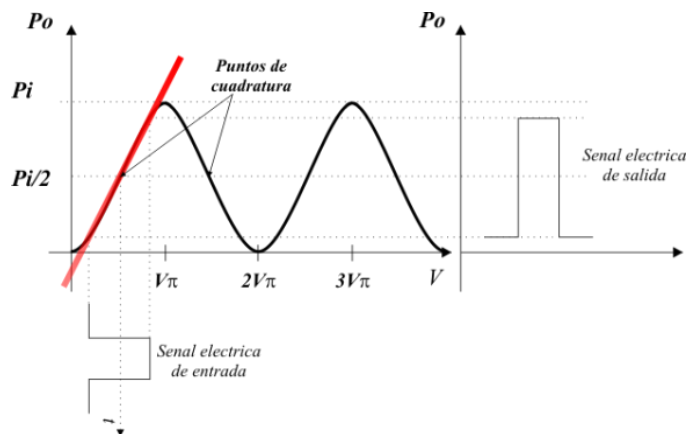


Figura 1-31. Función de transferencia del modulador de intensidad

1.6 CONCLUSIONES

Los sistemas de comunicaciones ópticas requieren dispositivos optoelectrónicos de alta eficiencia, capaces de generar y detectar luz, así como un medio capaz de confinarla y propagarla hasta cierta distancia. Los dispositivos semiconductores ofrecen

características que los hacen interesantes para su utilización en este tipo de sistemas. El convertidor E/O utiliza el diodo emisor de luz (DEL) y el diodo laser (DL) como las fuentes de luz que mejor se acoplan a la fibra. Este tipo de dispositivos aprovechan las propiedades ópticas de algunos materiales semiconductores para manipular eléctricamente los procesos de generación de fotones, la emisión espontánea y emisión estimulada.

Los procesos de generación y absorción de fotones resultan de manipular las transiciones de los electrones del estado fundamental al estado excitado o viceversa, a través de la inyección de portadores y del control de transporte de portadores en la región activa en una homounión o heterounión $p-n$. La polarización eléctrica es el mecanismo de control utilizado.

El elemento primordial en el convertidor O/E es el fotodetector, y los fotodiodos de unión semiconductor, como el fotodiodo *pin*, representan una buena alternativa para detectar las variaciones de intensidad de la señal óptica portadora y entregar una corriente de valor suficiente para su posterior procesamiento.

Las guías de onda dieléctricas son utilizadas para confinar y guiar en sistemas de corta y larga distancia. Las fibras ópticas son guías de onda cilíndricas capaces de transportar la señal óptica y enlazar puntos remotos. Las guías de onda planares y rectangulares enlazan puntos muy cercanos, sin embargo, son la base para fabricar dispositivos de óptica integrada, como los moduladores ópticos.

1.7 REFERENCIAS

- [1] Rongqing Hui, Maurice O'Sullivan. *Fiber optics measurement techniques* Elsevier Inc. 2009,
- [2] S. M. Sze. *Physics of Semiconductors Devices*. John Wiley & sons, 1981
- [3] E. Fred Schubert. *Light-Emitting Diodes*. Cambridge University Press. Second edition, 2006
- [4] KENJI IKEDA, SHIGEKI HORIUCHI, TOSHITO A NAKA, AND WATARU SUSAKI. Design Parameters of Frequency Response of GaAS-(Ga,Al)As Double Heterostructure LED's for

- Optical Communications. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. ED- 24, NO. 7, JULY 1977.
- [5] Ching-Fuh Lin, and Chaw-Shiuann Juang. *Superluminescent diodes with bent waveguides*. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 8, NO 2, FEBRUARY 1996
- [6] GERARD A. ALPHONSE, DEAN B. GILBERT, G. HARVEY, AND MICHAEL ETTENBERG, FELLOWI, EEE. High-Power Superluminescent Diodes. IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 12, DECEMBER 1988
- [7] Paul Hlawiczka. Introduction to Quantum Electronics, Academic Press, 1971
- [8] Burns and M. I. Nathan. *P-N Junction Lasers*. Proc. IEEE, vol 52, pp 770-794, 1964
- [9] Hamid Hemmati. *Near Earth Laser Communications*. CRC Press 2009
- [10] K. Konno, O. Matsushima, D. Navarro, and M. Miura-Mattausch. High frequency response of p-i-n photodiodes analyzed by an analytical model in Fourier space. J. Appl. Phys. 96, 3839 (2004)
- [11] Marcuse, D. 1974. *Theory of Optical Waveguides*. New York: Academic Press.
- [12] D. Marcuse. Coupled-Mode Theory for anisotropic Optical Waveguides. The Bell System Technical Journal, Vol. 54, No. 6, July-August 1975
- [13] Katsunary Okamoto. *Fundamentals of Optical waveguides*. Elsevier, 2006.
- [14] P. L. Chu and R. A. Sammut, Analytical method for calculation of stresses and material birefringence in polarization-maintaining optical fiber, *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-2, no. 5, pp. 650- 662, 1984.
- [15] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc. 2002
- [16] Robert G. Hunsperger. Integrated Optics, theory and technology.
- [17] Joel Santos Aguilar. *Filtros Fotónicos de fibra óptica y sus aplicaciones en sistemas optoelectrónicos para instrumentación y telecomunicaciones radio-fibra*. Tesis doctoral, 2009.
- [18] Arun Kumar, Ajoy Ghatak. Polarization of light with applications in optical fibers. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE), 2011
- [19] Yueai Liu, B. M. A. Rahman, and K. T. V. Grattan. *Analysis of the Birefringence Properties of Optical Fibers Made by a Preform Deformation Technique*. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 13, NO. 2, FEBRUARY 1995.
- [20] Michael Bass, Carolyn MacDonald. *HANDBOOK OF OPTICS Volume V Atmospheric Optics, Modulators, Fiber Optics, X-Ray and Neutron Optic*. The McGraw-Hill Companies, Inc. THIRD EDITION , 2010
- [21] Alwyn J. Seed and Keith J. Williams. *Microwaves Photonics*. Invited Paper, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, December 2006.
- [22] Azzedine Boudrioua. Photonic Waveguides, Theory and Applications. John Wiley and Sons, first edition 2009

- [23]]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. McBrienand Donald E. Bossi. *A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic communications Systems*. IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS, VOL.6, NO.1, JANUARY/FEBRUARY 2000 69
- [24] Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich. *Fundamental of photonics*. John Wiley and sons Inc, 1991
- [25] Alwyn J. Seed and Keith J. Williams. *Microwaves Photonics*. Invited Paper, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, December 2006.
- [26] Tien-Pei Lee, Charles A. Burrus, Jr., and B. I.Miller. *A Stripe-Geometry Double-Heterostructure Amplified-Spontaneous-Emission (superluminescent) Diode*. IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, VOL. QE-9, NO. 8, AUGUST 1973
- [27] Ivan P. Kaminow, Gadi Eisenstein, Lawrence W. Stulz and Andrew G. Dentau. *Lateral confinement InGaAsP Superluminescent Diode at 1.3 μm* . IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-19, No. 1, January 1983.
- [28] Bob Chomycs. *Planning Fiber Optics Networks*. Mc Graw Hill, 2009.
- [29] Gerd Keiser. *Optical Fiber Communications*. McGraw Hill, Second Edition.
- [30] Emmanuel Rosencher, Borge Vinter. *Optoelectronics*. English edition Cambridge University Press 2004
- [31] Avigdor Brilliant. *Digital and Analog Fiber Optic Communications for CATV and FTTx applications*. John Wiley & Sons, Inc. 2008
- [32] Keigo Iizuka. *Elements of Photonics, Volume I: In Free Space and Special Media*. John Wiley & Sons, Inc. 2002
- [33] Moharam, Notas clase.
- [34] John P Dakin, Robert G W Brown. *Handbook of Optoelectronics, Volume I*, Taylor & Francis, 2006
- [35] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc. 2002
- [36] Robert G. Hunsperger. *Integrated Optics, theory and technology*. Sixth edition
- [37] William S. Chang. *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*. Cambridge University Press 2002
- [38] Rongfeng Guan, Fulong Zhu, Zhiyin Gan, Dexiu Huang, Sheng Liu. *Stress birefringence analysis of polarization maintaining optical fibers*. Optical Fiber Technology 11 (2005) 240–254

CAPÍTULO 2

Técnicas de Modulación Temporal de Pulsos (PTM) para la transmisión de señales analógicas

2.1 INTRODUCCIÓN

La finalidad de un sistema de comunicaciones es transmitir señales de información $m(t)$, entre un emisor y un receptor. Sin embargo, por las características propias de la señal de información o por las limitantes del sistema de transmisión, generalmente, es necesario procesarlas previamente a su transmisión. En algunos casos la señal es transmitida en banda base, pero en la mayoría de las transmisiones, es necesario utilizar alguna técnica de modulación de la señal portadora.

En un sistema de transmisión óptica, se utilizan señales sub-portadoras eléctricas previamente moduladas por una señal eléctrica de información $m(t)$ (instrumentación, audio, video), antes de ser impresas en una portadora óptica, mediante un dispositivo convertidor electro-óptico (E/O). El proceso de conversión electro-óptica se muestra en la figura 2-1.

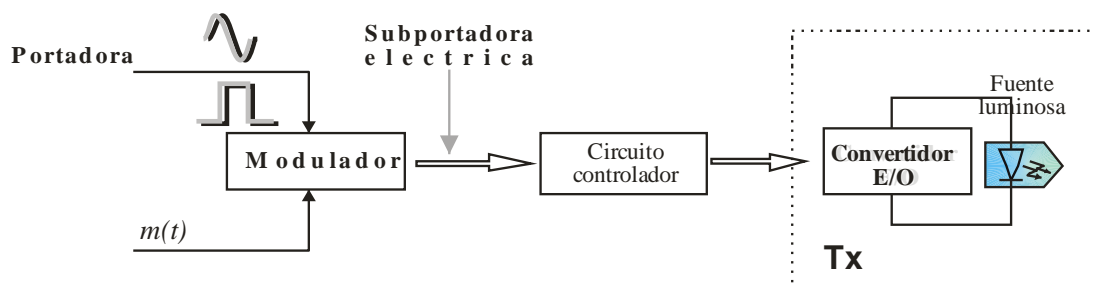


Figura 2-1. Generación de una portadora óptica, modulada por una subportadora eléctrica

La modulación eléctrica es un proceso que modifica alguno de los parámetros característicos de una señal subportadora, en función de la señal de información. La señal subportadora es senoidal para una modulación analógica o un tren de pulsos para la modulación temporal de pulsos (PTM) ó de la modulación puramente digital.

Actualmente, existen tres técnicas básicas de premodulación eléctrica para la transmisión de señales analógicas a través de fibras ópticas [1]:

- (1) Modulación analógica de amplitud (AM), o la modulación angular de frecuencia (FM) o de fase (PM)
- (2) Modulación Temporal de Pulsos incluyendo modulación en amplitud de pulsos (PAM), modulación en frecuencia de onda cuadrada (SWFM), Modulación en frecuencia de pulso (PFM), modulación en posición de pulso (PPM), modulación de ancho de pulso (PWM).
- (3) Modulación por pulsos codificados (PCM).

Una breve descripción de las técnicas analógicas y temporal de pulsos (PTM), en particular de la modulación por ancho de pulsos (PWM), se realiza en este capítulo, presentando su descripción analítica así como sus parámetros característicos de ancho de banda y relación señal a ruido (S/N).

2.2 TECNICAS DE MODULACIÓN ANALOGICA

Los enlaces de comunicaciones vía fibra óptica emplean formatos de modulación analógica, PTM, digital o una combinación de ellos, y su elección está asociada con el manejo eficiente del ancho de banda eléctrico, disponible tanto en el transmisor como en el receptor. Las técnicas PTM modulan la portadora óptica que se genera mediante un convertidor E/O.

Las técnicas de modulación analógica más conocidas, son la modulación de amplitud (AM), de frecuencia (FM) y de fase (PM). Bajo estos esquemas se requiere modificar la amplitud, fase o frecuencia de una señal portadora senoidal, la cual se representa por $s_c(t) = A_c \cos[\theta(t)]$ con $\theta(t) = \omega_c t$ donde $\omega_c = 2\pi f_c$ [2] y es mostrada en la figura 2-2.

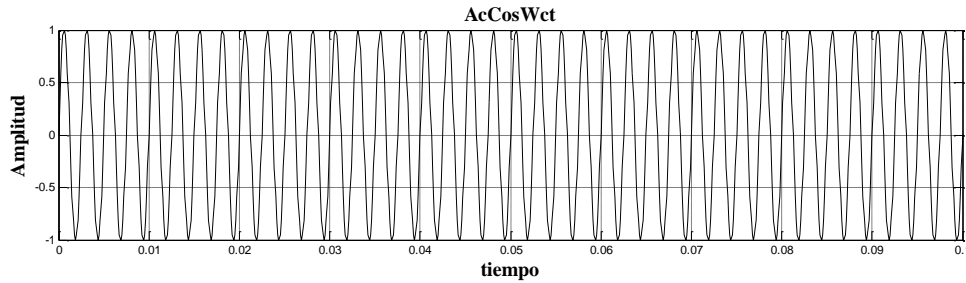


Figura 2-2. Señal portadora utilizada en la modulación analógica

2.2.1 Modulación en Amplitud (AM)

La modulación en amplitud es una técnica que se adapta fácilmente a esquemas de transmisión por fibra óptica utilizando modulación óptica en intensidad y detección directa. La amplitud instantánea de la señal portadora varía linealmente con la señal en banda base $m(t)$, y se genera la señal AM. Las formas de onda de la señal $m(t)$ y la señal AM se muestra en figura 2-3.

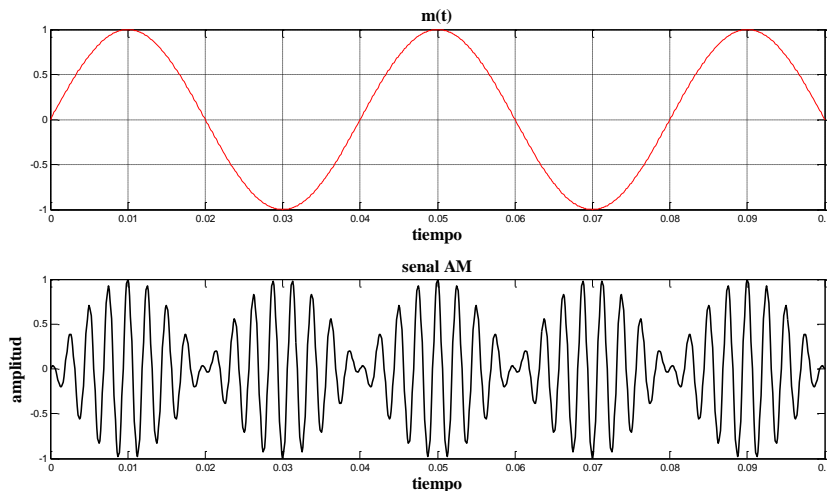


Figura 2-3. Señal modulada en amplitud (AM)

La variación máxima de la amplitud a partir de un valor sin modular es $M_{AM}A_c$, donde M_{AM} es el índice de modulación [3].

La modulación en amplitud está dada por

$$\begin{aligned} V_{AM}(t) &= A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \\ V_{AM}(t) &= A_c [1 + M_{AM} m(t)] \cos \omega_c t \end{aligned} \quad \dots(2.1)$$

Donde

$A(t) = A_c [1 + M_{AM} m(t)]$ es la amplitud instantánea y representa la envolvente natural de $V_{AM}(t)$

A_c es la amplitud de la señal portadora

$\phi(t)$ es la desviación de fase instantánea de la señal portadora

Sí se expande la ecuación anterior para $m(t) = A_m \cos \omega_m t$ con $\omega_m = 2\pi f_m$

$$V_{AM}(t) = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_c A_m M_{AM} \cos(\omega_c + \omega_m)t}{2} + \frac{A_c A_m M_{AM} \cos(\omega_c - \omega_m)t}{2} \quad \dots(2.2)$$

La señal modulada en AM presenta dos bandas laterales alrededor de la frecuencia portadora ω_c y el ancho de banda está dado por la frecuencia de la señal $m(t)$.

$$BW_{AM} = 2f_{m\max} \quad \dots(2.3)$$

La modulación AM presenta la desventaja de ser muy susceptible al ruido en amplitud.

2.2.2 Modulación Angular

La modulación angular o modulación exponencial transmite la información $m(t)$ variando instantáneamente la fase $\theta(t)$ de la señal portadora, empleando la técnica de modulación en fase (PM) o en frecuencia (FM).

Empleando la señal portadora senoidal $s_c(t) = A_c \cos[\theta(t)]$, y definiendo la fase instantánea en función de la señal de información como [4]

$$\theta(t) = \omega_c t + \psi(t) \quad \dots(2.4)$$

Donde $\psi(t)$ es la fase inicial

La frecuencia instantánea se determina por la variación temporal de su fase

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + \frac{d\psi(t)}{dt} \quad \dots(2.5)$$

La desviación de frecuencia instantánea Δf es

$$\Delta f = \frac{d\psi(t)}{dx} = k_f m(t) \quad \dots(2.6)$$

Modulación de fase

Cuando se varia la fase instantánea $\theta(t)$ linealmente con la señal de información $m(t)$ de la forma

$$\theta(t) = \omega_c t + k_p m(t) \quad \dots(2.7)$$

Y se sustituye esta variación de fase en la portadora se obtiene una señal *PM* que se representa por

$$V_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + M_{PM} m(t)] \quad \dots(2.8)$$

Donde $M_{PM} = k_p A_m$ es el índice de modulación *PM*

La señal $m(t)$ y la señal modulada en fase PM se muestra en la figura 2-4.

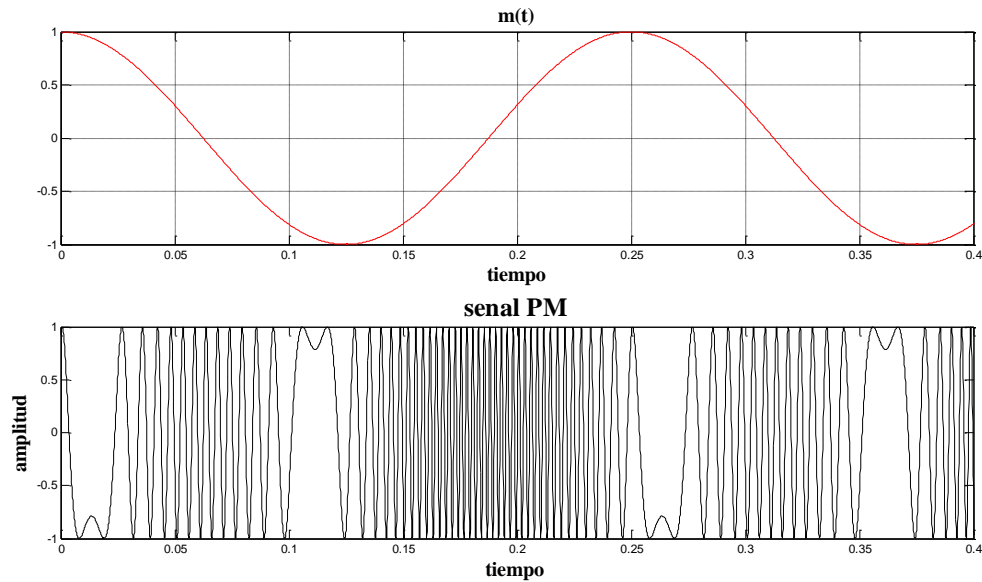


Figura 2-4. Señal modulada en fase PM

El ancho de banda para una señal PM esta dado por

$$BW_{PM} = 2k_p A_m \quad \dots(2.9)$$

Donde

k_p representa la sensibilidad del modulador de fase

Modulación de frecuencia (FM)

En los sistemas de modulación FM la frecuencia instantánea de la portadora varía linealmente de acuerdo con la señal de información $m(t)$, manteniendo su amplitud constante, como se puede observar en la figura 2-5.

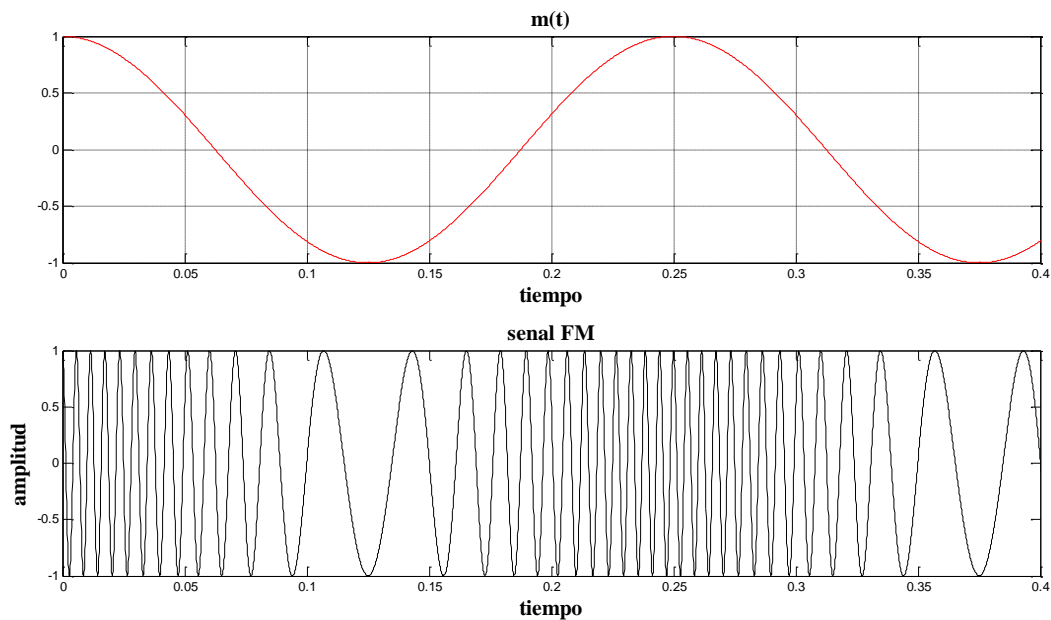


Figura 2-5. Señal modulada en frecuencia FM

La fase instantánea se obtiene a partir de

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{t_0}^t m(t) dt = 2\pi f_c t + M_{FM} \text{sen}(2\pi f_m t) \quad \dots(2.10)$$

Donde

k_f es la sensibilidad del modulador FM

$M_{FM} = k_f \frac{A_m}{f_m}$ es el índice de modulación FM

Entonces la señal modulada en frecuencia está dada por

$$V_{FM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + M_{FM} \text{sen}(2\pi f_m t)] \quad \dots(2.11)$$

De acuerdo con los valores que tome el índice de modulación, se tienen dos casos de modulación de frecuencia: en banda angosta y en banda ancha.

Para la señal FM de banda angosta el índice de modulación $M_{FM} < 0.25 \left(\ll \frac{\pi}{2} \right)$ y se puede representar como

$$V_{FM-NB}(t) = A_c \cos \omega_c t + \left[\frac{A_c M_{FM}}{2} \cos(\omega_c + \omega_m) - \frac{A_c M_{FM}}{2} \cos(\omega_c - \omega_m) \right] \quad \dots(2.12)$$

La señal FM de banda angosta es muy parecida a la señal $V_{AM}(t)$ por lo que el ancho de banda necesario para su transmisión se define de la misma manera que en AM

$$BW_{fm-nb} = 2f_m \quad \dots(2.13)$$

En el caso de una señal FM de banda ancha el índice de modulación $M_{FM} > 0.25$ y la señal modulada se expresa en una serie de Fourier por medio de funciones Bessel de primer tipo y orden n

$$V_{FM-WB}(t) = A_c \Re \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \exp[j2\pi(f_c + nf_m)t] \right\} \quad \dots(2.14)$$

De acuerdo con la expresión anterior se observa que existe un número infinito de bandas laterales, sin embargo, en la práctica la potencia total está confinada a las dos primeras bandas laterales, y el ancho de banda requerido para su transmisión se puede encontrar a partir de la regla de Carson

$$BW_{fm-WB} = 2f_m (1 + M_{FM}) \quad \dots(2.15)$$

Las técnicas analógicas tienen la ventaja principal de utilizar un ancho de banda mucho menor a las técnicas digitales. Sin embargo, presentan una relación señal a ruido (S/N) baja [5].

Las técnicas digitales han sido probadas y muestran inmunidad a las no linealidades de los dispositivos empleados y presentan una relación S/N alta. Sin embargo los sistemas digitales son más complejos y de mayor costo, y además requieren de un mayor ancho de banda para su transmisión.

2.3 MODULACIÓN TEMPORAL DE PULSOS (PTM)

Los técnicas de modulación temporal de pulsos (PTM) se han explorado y estudiado en sistemas de comunicaciones vía fibra óptica, por ser una alternativa para la transmisión de señales analógicas, teniéndose una mejor calidad de transmisión, en comparación con la modulación analógica de amplitud. La señal recuperada tiene además la ventaja de no ser afectada por las no-linealidades del canal, ya que en el receptor, la portadora de pulsos es reconstruída mediante circuitos digitales.

Las técnicas de modulación de pulsos comprenden de manera general dos grupos: la modulación de analógica de pulsos y la modulación digital de pulsos codificados (PCM, por sus siglas en inglés). Esta clasificación se muestra en la figura 2-3 [6].

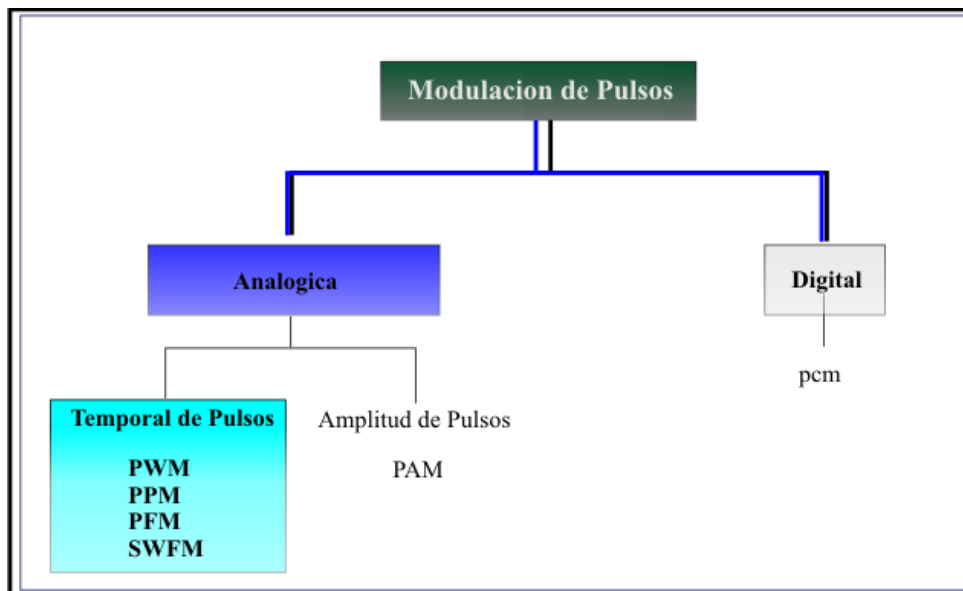


Figura 2-3. Esquemas de modulación de pulsos

Las técnicas de modulación temporal de pulsos se han empleado para la transmisión de señales analógicas de frecuencia baja, audio, video, instrumentación, así como de señales de datos, empleando fibras ópticas. La modulación de pulsos se imprime en su ancho, posición ó frecuencia [7], en función de la amplitud de la señal de información. De esta manera, se generan la modulación por ancho de pulso (PWM), modulación por posición de pulso (PPM), modulación por frecuencia de pulso (PFM) y modulación en frecuencia por onda cuadrada (SWFM).

En general, un tren de pulsos de amplitud h , con ancho b y periodo T , como se ilustra en la figura 2-4, se representa por una serie compleja de Fourier

$$y(t) = \frac{hb}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{n\pi b}{T}\right) \exp(j2\pi n f_m t) \quad \dots(2.16)$$

La frecuencia del tren de pulsos está dada por $f_0 = \frac{1}{T}$.

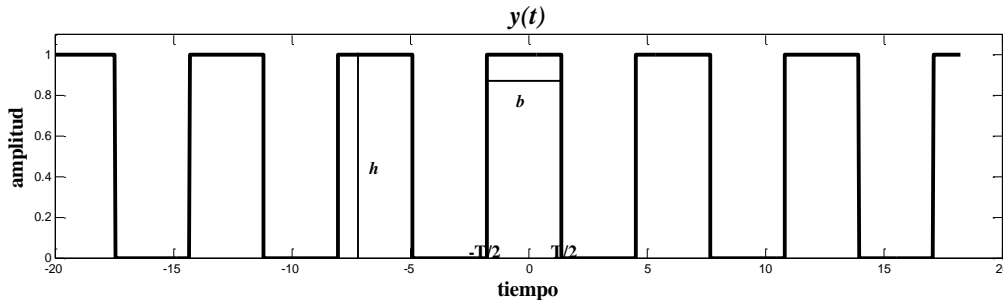


Figura 2- 4. Parámetros de un tren de pulsos

Un tren de pulsos es la señal de origen de los diferentes formatos de modulación PTM. Las técnicas principales, se describen en las secciones siguientes.

2.4 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS (PWM)

La modulación PWM es la técnica PTM más simple y fácil de implementar usando circuitería analógica y digital, y ha sido una técnica muy explorada en sistemas de

comunicaciones para la transmisión de señales analógicas o datos por fibra óptica, sin las desventajas del gran ancho de banda requerido por una modulación puramente digital [8].

La modulación PWM es una técnica de modulación no lineal que presenta una secuencia de pulsos rectangulares cuyo ancho depende del valor de amplitud de la señal moduladora, (lo que se manifiesta por un ancho del pulso variable). Una señal PWM es mostrada en la figura 2-5.

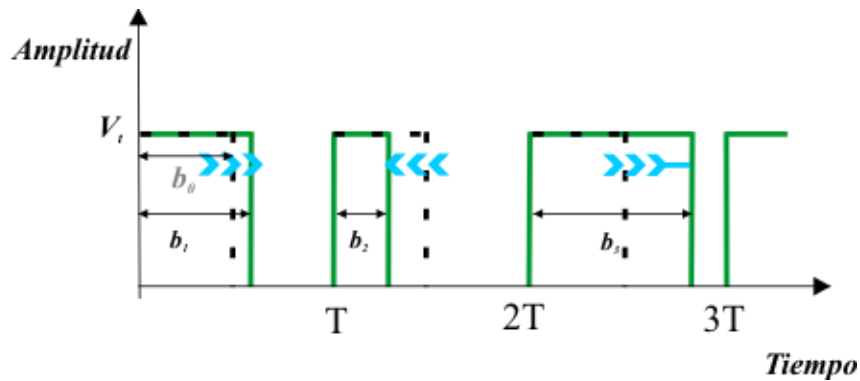


Figura 2-5. Desplazamiento de los flancos descendentes en una señal PWM, en función de la amplitud de la señal moduladora.

En la figura 2-6 se observan los parámetros principales que caracterizan los pulsos PWM: duración de los pulsos sin modular (b_0), duración mínima (b_{min}) y máxima (b_{max}) [9]. La duración de los pulsos está limitada por las variaciones entre la duración mínima y máxima de los pulsos.

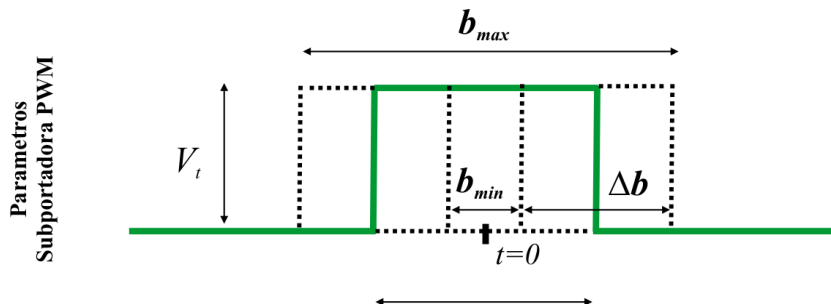


Figura 2-6. Parámetros temporales de los pulsos PWM

La relación del ancho del pulso, dependiente de la amplitud de la señal $m(t)$, puede ser expresada por

$$b_s(t) = b_0 [1 + M_{pwm} m(t)] \quad \dots(2.17)$$

Donde $M_{pwm} < 1$ representa el índice de modulación PWM.

La serie de Fourier de la señal PWM, en función del ancho del pulso $b_s(t)$ está dada por

$$v_{pwm}(t) = \frac{V_t b_s(t)}{T_c} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_t}{n\pi} \sin[n\pi f_c b_s(t)] \cos(n2\pi f_c t) \quad \dots(2.18)$$

La señal PWM se genera mediante el muestreo de la señal $m(t)$, de frecuencia f_m , al compararla con una señal muestreadora $s(t)$, de frecuencia f_c , bajo la condición de Nyquist $f_c \geq 2f_m$. El muestreo puede ser uniforme (UPWM) o natural (NPWM), cambiando la posición de uno o ambos flancos de los pulsos.

2.4.1 Modulación PWM por muestreo natural

La modulación NPWM utiliza una señal triangular $s(t)$ para muestrear naturalmente la señal de información $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$. El proceso de muestreo se realiza comparando las amplitudes de la señal triangular portadora y la señal de información, dando el valor alto cuando la amplitud de $s(t) \geq m(t)$. El valor bajo del pulso corresponderá a la condición $s(t) < m(t)$. El proceso de generación de la señal PWM se ilustra en la figura 2-7.

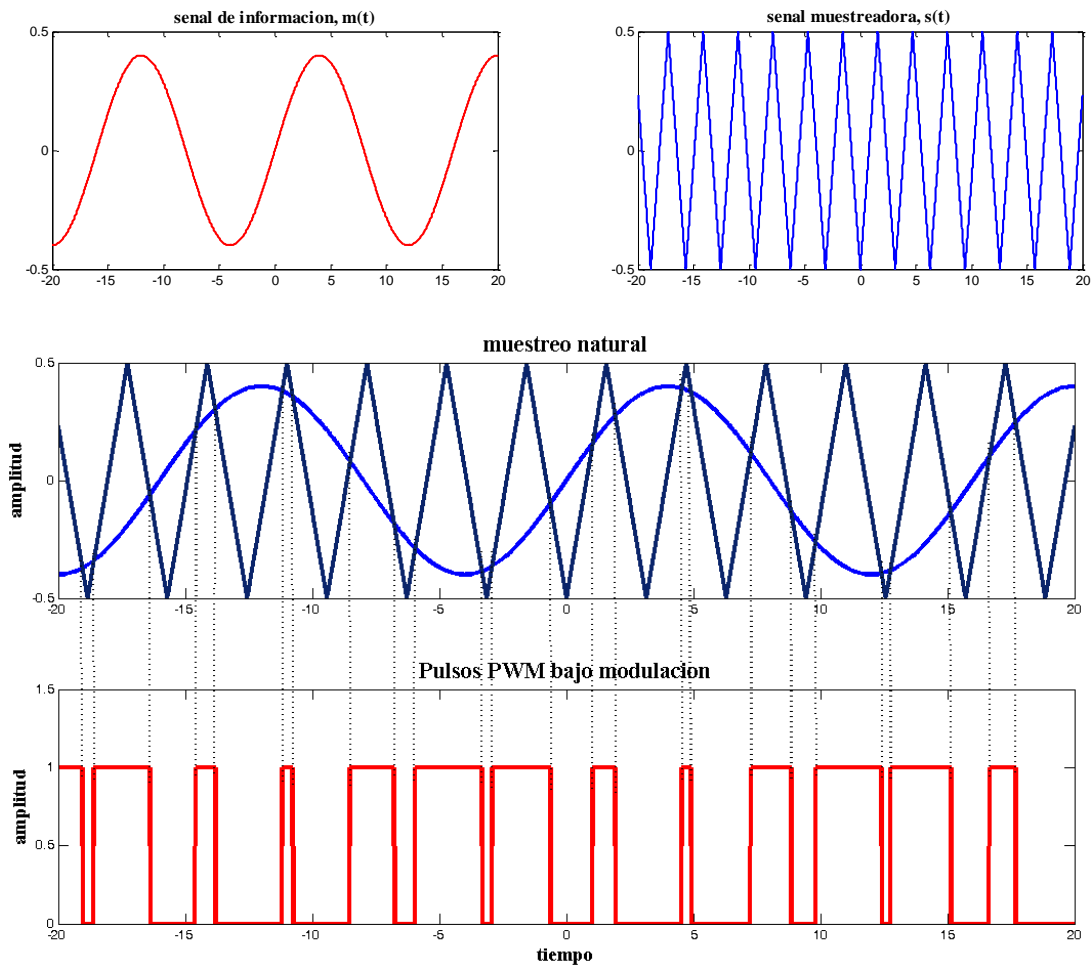


Figura 2-7. Señal PWM obtenida por muestreo natural de una señal de información

La modulación de ancho de pulso está dada por

$$\begin{aligned}
 b_s(t) &= b_0 [1 + M_{pwm} \cos(\omega_m t)] \\
 v_{pwm}(t) &= \frac{V_t b_0 [1 + M_{pwm} \cos(\omega_m t)]}{T_c} \\
 &\quad + 2V_t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \sin \left\{ n\pi f_c b_0 [1 + M_{pwm} \cos(\omega_m t)] \right\} \cos(n2\pi f_c t)
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

Expandiendo la ecuación 2.19 en términos de funciones Bessel [10].

$$v_{pwm}(t) = \frac{V_t b_0}{T_s} + \frac{V_t b_0 [M_{pwm} \cos(\omega_m t)]}{T_s} + \frac{2V_t b_0}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} J_0\left(\frac{M_{pwm} n \omega_c b_0}{2}\right) \text{sinc}(n f_c b_0) \cos(n \omega_c t)$$

$$+ \frac{2V_t b_0}{T_s} \sum_{n \geq 1} \left[\begin{array}{l} 2J_1\left(\frac{M_{pwm} n \omega_c b_0}{2}\right) \frac{\cos(n \pi f_c b_0)}{n \pi f_c b_0} \cos(n \omega_c t) \cos(\omega_m t) \\ - 2J_2\left(\frac{M_{pwm} n \omega_c b_0}{2}\right) \frac{\sin(n \pi f_c b_0)}{n \pi f_c b_0} \cos(n \omega_c t) \cos(2\omega_m t) + \dots \end{array} \right]$$

...(2.20)

Donde ω_m y ω_c son las frecuencias de la señal de información y la subportadora, respectivamente. $J_n(x)$ es una función Bessel de orden n de primer tipo.

El contenido espectral de la señal NPWM se muestra en la figura 2-8 [11]. La modulación NPWM origina una serie de componentes laterales a ambos lados de la frecuencia portadora f_c y separadas por un valor múltiplo de f_m . Además, la característica principal del muestreo natural es que la frecuencia de la señal moduladora aparece en el espectro de la señal PWM, sin generar armónicos.

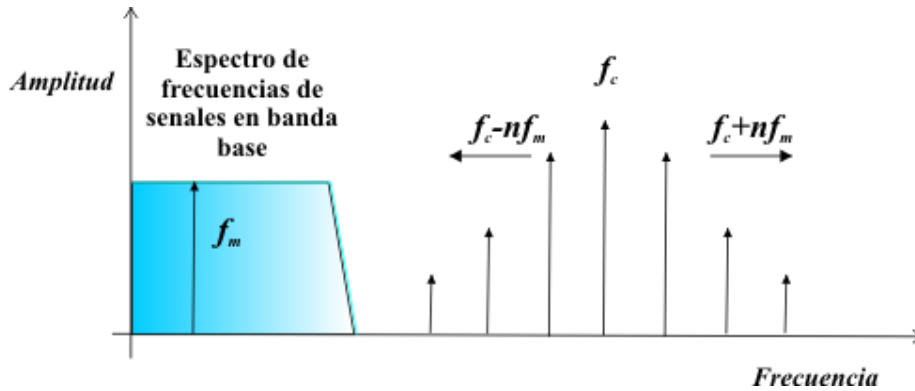


Figura 2-8. Componentes espectrales de una señal NPWM

2.4.2 Modulación PWM por muestreo uniforme

La modulación UPWM utiliza una señal diente de sierra $s(t)$ para muestrear la señal de información $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$, en intervalos uniformemente espaciados. Las formas de onda del muestreo uniforme se presentan en la figura 2-9.

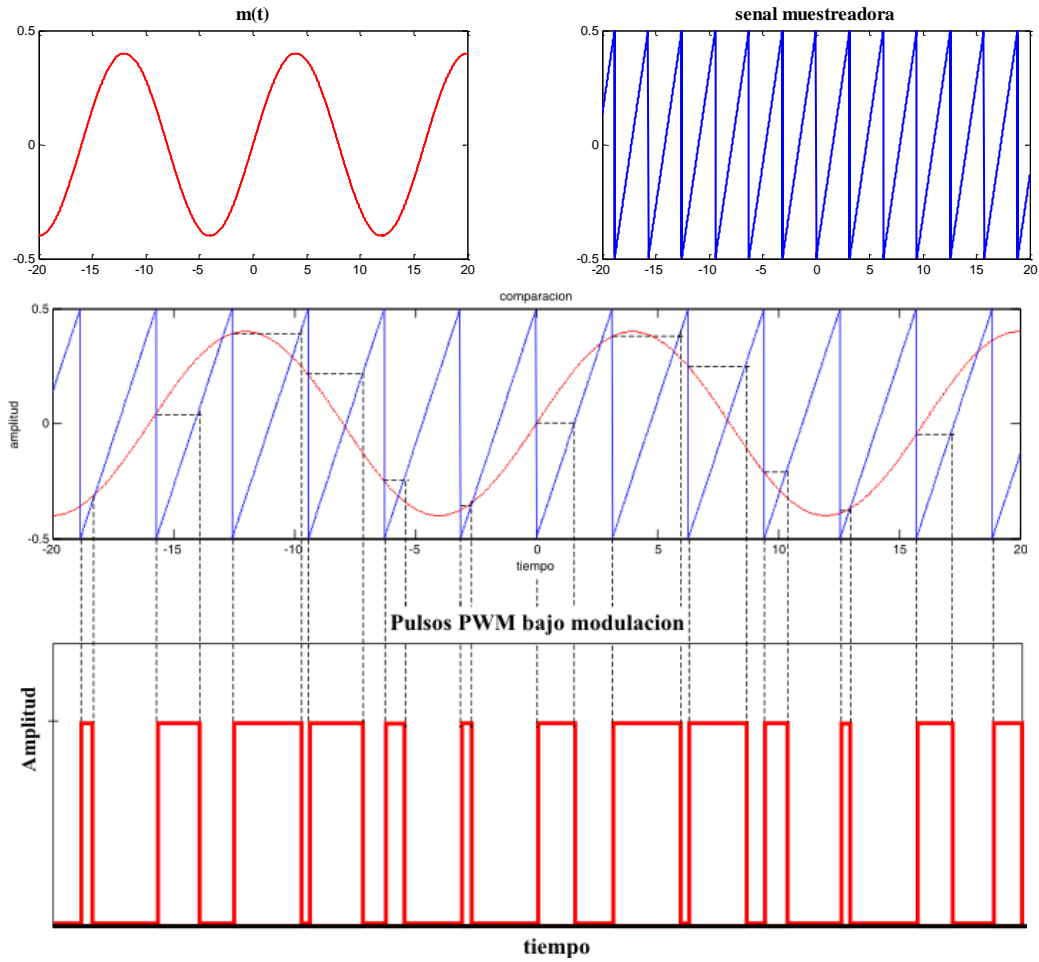


Figura 2-9. Señal UPWM

El espectro para una señal UPWM, modulando el flanco descendente se puede representar por [12].

$$\begin{aligned}
 v_{pwm}(t) = & 0.5 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n\left(\frac{n\pi M_{pwm}\omega_m}{\omega_c}\right)}{\frac{n\pi M_{pwm}\omega_m}{\omega_c}} \sin\left(n\omega_m t - \frac{n\pi\omega_m}{\omega_c} - \frac{1}{2}n\pi\right) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - J_0(m\pi M_{pwm})}{m\pi} \sin(m\omega_c t) \\
 & - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n(m\omega_c \pm n\omega_m) \pi^{M_{pwm}}}{\pi(m\omega_c \pm n\omega_m) \omega_c} \sin\left[(m\omega_c \pm n\omega_m)\left(t - \frac{\pi}{\omega_c}\right) - \frac{1}{2}n\pi\right]
 \end{aligned}$$

...(2.21)

Las componentes espectrales de la señal UPWM se muestran en la figura 2-10 [11]. El espectro es similar al de la señal NPWM pero con la diferencia de que la componente en banda base f_m presenta una serie de armónicos, en la región de bajas frecuencias.

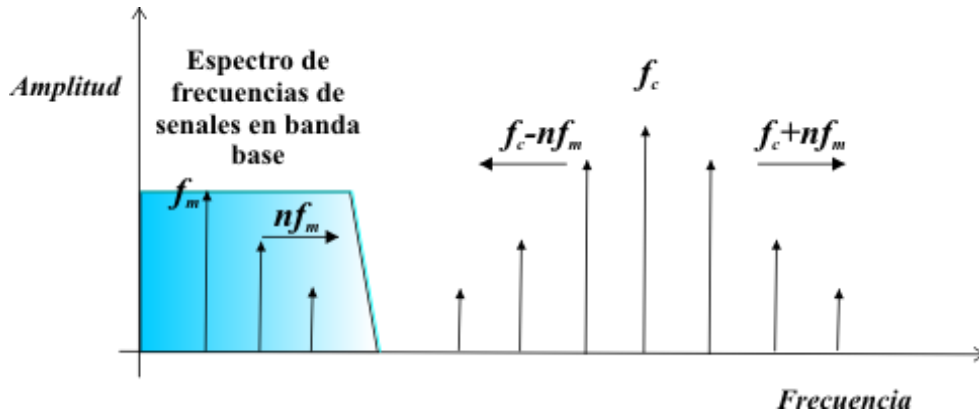


Figura 2-10. Espectro de frecuencias de una señal UPWM

Ancho de Banda

Para poder transmitir/recibir pulsos PWM, es necesario contar con el ancho de banda necesario, cuyo valor depende esencialmente de la duración mínima del pulso. El ancho de banda esta dado por

$$B_t = \frac{1}{b_{\min}} \quad \dots(2.22)$$

2.4.3 Relación señal a ruido de la señal PWM

Uno de los parámetros de desempeño del sistema que permite evaluar la calidad de transmisión utilizando modulación PWM, es la relación señal a ruido. En la modulación PWM, la información está contenida en la duración relativa de los pulsos y cualquier desplazamiento temporal de los flancos del pulso (jitter), provoca un voltaje de ruido. El ruido es más notorio cuando la señal PWM presenta su ancho mínimo.

Una de las ventajas de los esquemas de premodulación PTM es que los pulsos recuperados pueden ser regenerados. Cuando la señal llega al regenerador, y alcanza cierto nivel de decisión (detección de umbral), el ancho del pulso es fijado. El tren de pulsos regenerado es aplicado a un filtro pasabajas para recuperar la señal banda base original, como lo mostro la ecuación 2-21. Sin embargo, el pulso transmitido es sensible al ruido aditivo. La figura 2-11 muestra que cuando un voltaje de ruido N_t se superpone a un pulso de amplitud V_t el nivel de decisión cambia temporalmente una pequeña cantidad de tiempo ε [12].

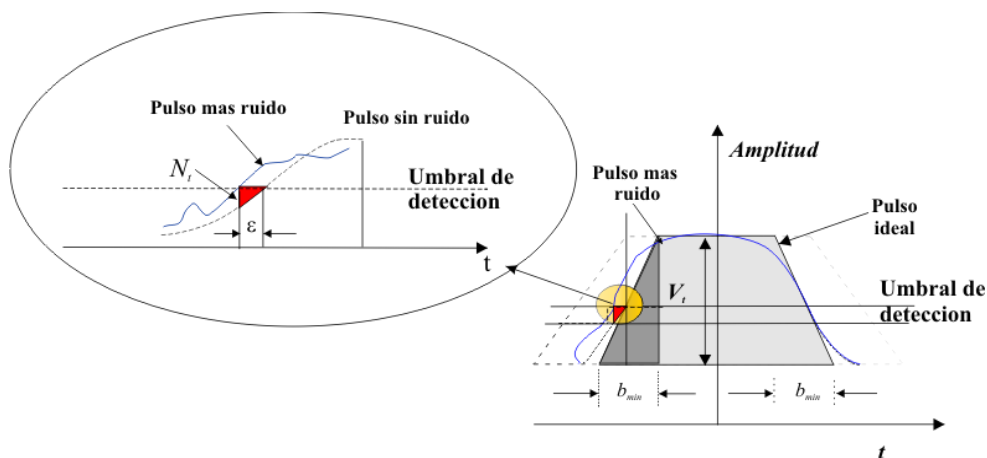


Figura 2-11. Ruido en los pulsos PWM recuperados [13]

La expresión que muestra la relación entre el pulso con ruido y sin ruido se puede obtener geoméricamente de la figura 2-11 y tiene la forma

$$\frac{V_t}{N_t} = \frac{b_{min}}{\varepsilon} \quad \dots(2.23)$$

El ancho del pulso es proporcional a la amplitud de una señal de modulación. Cualquier variación en el ancho se refleja como ruido en la señal recuperada. El error temporal ε provoca un voltaje de ruido N_0 a la salida del filtro pasabajas.

Sí la posición del flanco es t y presenta una función de densidad de probabilidad uniforme $f(t)$, entonces, el ancho de los pulsos varía $b_{max}-b_{min}$. El desplazamiento rms de la posición del los flancos del pulso es

$$\langle s \rangle_{rms}^2 = \int_0^T t^2 f(t) dt \quad \dots(2.24)$$

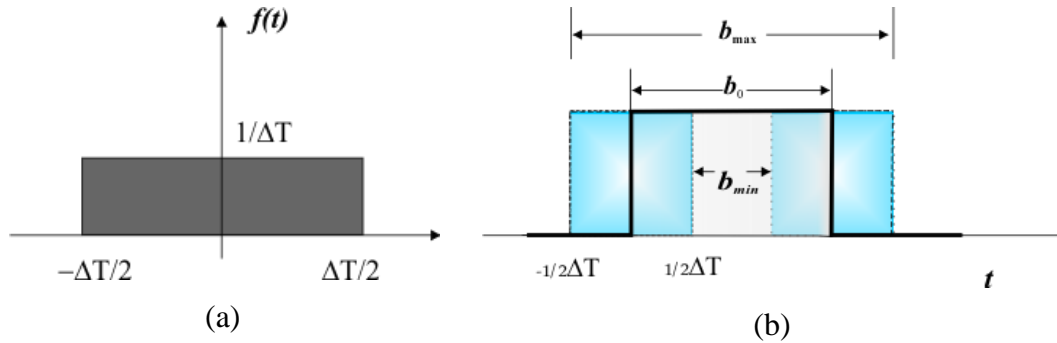


Figura 2.12. (a) Función de densidad de probabilidad uniforme de la posición del flanco del pulso y (b) variación de la posición del flanco del pulso

La función de densidad uniforme $f(t)$ se muestra en la figura 2-12a, y corresponde a

$$f(t) = \frac{1}{\Delta T/2 - (-\Delta T/2)} = \frac{1}{\Delta T}$$

Al sustituir los parámetros de $f(t)$ en la ecuación 2-24, se obtiene el valor rms del desplazamiento de los pulsos

$$\langle s \rangle_{rms}^2 = 2 \int_{-\frac{\Delta T}{2}}^{\frac{\Delta T}{2}} t^2 \frac{1}{\Delta T} dt = \frac{\Delta T^2}{6} \quad \dots(2.25)$$

El voltaje rms de la señal a la salida del filtro pasabajas S_0 es [13]

$$S_0 = \sqrt{\langle s \rangle_{rms}^2} = K \frac{\Delta T}{\sqrt{6}} \quad \dots(2-26)$$

El voltaje *rms* del ruido a la salida del filtro pasabajas $N_0 = K\varepsilon$ [13]

$$N_0 = K \frac{N_t b_{\min}}{V_t} \quad \dots(2.27)$$

La relación señal a ruido de la señal *PWM* es de la forma

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{PWM} = \frac{S_0}{N_0} = \sqrt{\frac{1}{6}} \frac{V_t}{N_t} \left(\frac{\Delta T}{b_{\min}}\right) \quad \dots(2.28)$$

A partir de los parámetros del pulso del intervalo, mostrados en la figura 2-12a, se encuentra que $\Delta T = b_0 - b_{\min}$, y sabiendo que el ancho de banda de la subportadora es

$$B_c = \frac{1}{b_0} = 2f_m, \text{ bajo estas condiciones}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{PWM} = 2 \frac{S_0}{N_0} = 2\sqrt{\frac{1}{6}} (b_0 - b_{\min}) \frac{1}{b_{\min}} \frac{V_t}{N_t} = \sqrt{\frac{1}{6}} \left(\frac{1}{B_c} - \frac{1}{B_t}\right) \frac{1}{b_{\min}} \frac{V_t}{N_t} \quad \dots(2.29)$$

Reordenando los términos se llega a

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{PWM} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{B_c} - \frac{1}{B_t}\right) \frac{1}{\varepsilon} \quad \dots(2.30)$$

Finalmente, la relación señal a ruido en decibeles [12],

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{PWM} = 20 \log \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{1}{B_c} - \frac{1}{B_t} \right] \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right] \text{ dB} \quad \dots(2.31)$$

La expresión de la relación señal a ruido de un sistema PWM indica la relación proporcional entre el nivel de voltaje de la señal útil y el ruido, en función del ancho de banda de la señal con y sin modulación, así como del jitter del pulso recuperado.

2.5 MODULACION PPM, SWFM Y PFM

Las otras técnicas que forman el grupo PTM son la PPM, SWFM Y PFM.

2.5.1 Modulación por Posición de Pulso (PPM)

En la modulación PPM los pulsos presentan una amplitud y ancho constante y su posición temporal es función de la señal de información [9] al ser muestreada. En la práctica, la subportadora de pulsos PPM se puede generar directamente al acoplar una señal PWM a un multivibrador monoestable como se muestra figura 2-13. En este caso el multivibrador se dispara solo con los flancos descendentes de los pulsos.

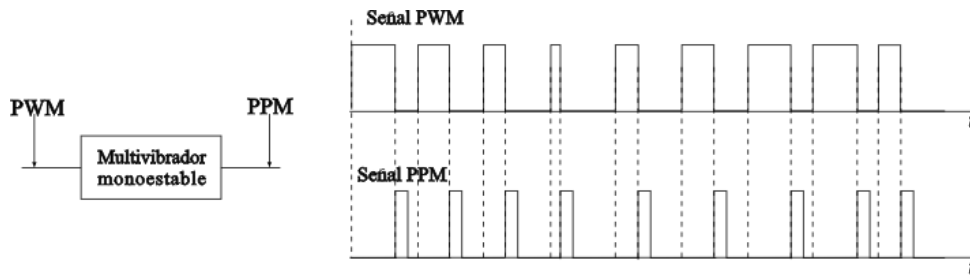


Figura 2-13. Generación de señales PPM

La modulación PPM presenta mayor inmunidad al ruido que la modulación PWM, debido a que solo es necesario detectar un pulso en el instante correcto; otra ventaja de este sistema es que la potencia media del sistema es mucho menor que la que requiere el sistema PWM, pero con el inconveniente de requerir un ancho de banda mayor.

La señal PPM se representa por la siguiente función

$$v_{PPM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A \Pi \left[\frac{t - nT_s - \Delta(nT_s)}{b} \right] \quad \dots(2.32)$$

Donde $\Delta(t) = M_{ppm} m(t)$ es el desplazamiento instantáneo del pulso respecto al instante de referencia $t = nT_s$. A es la amplitud del pulso.

La señal PPM y sus parámetros se ilustran en la figura 2-14.

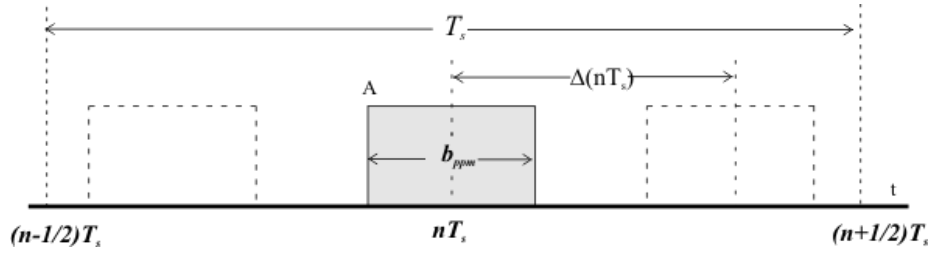


Figura 2-14. Parámetros principales de un pulso PPM

La posición del pulso respecto a $t = nT_s$ es proporcional a $m(t)$; el desplazamiento máximo se da por

$$|\Delta(t)|_{\max} = m_t |m(t)|_{\max} \leq \frac{1}{2}(T_s - b_{ppm}) \quad \dots(2.33)$$

Donde $|m(t)|_{\max}$ es el valor máximo de $m(t)$ y M_{ppm} es el índice de modulación PPM.

El espectro naturalmente muestreado de modulación PPM puede representarse por [14]

$$v_{PPM}(t) = \frac{A\omega_c b_{ppm}}{2\pi} + AM \cos(\omega_m t) \text{sen}\left(\omega_m \frac{b_{ppm}}{2}\right) + \frac{2A}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_k(nM) \frac{\text{sen}\left[(n\omega_c + k\omega_m) \frac{b_{ppm}}{2}\right]}{k} \cos[(n\omega_c + k\omega_m)t] \quad \dots(3.34)$$

En presencia de ruido es necesario que los bordes de los impulsos estén bien definidos para interpretar adecuadamente la posición del impulso. Esto significa que el impulso

debe tener una mejor resolución o definición que en el caso PWM. Para transmisión en banda de base se puede tomar como ancho de banda [15]

$$BW_{PPM} \approx \frac{5}{b_{ppm}} \quad \dots(2.35)$$

Donde b_{ppm} es la duración de los pulsos.

En presencia de ruido el máximo desplazamiento temporal del flanco del pulso permitido para una detección confiable Δb es $\Delta b \approx \frac{1}{2BW_{ppm}}$ para una S/N baja y sirve de base para obtener la ecuación para relaciones señal a ruido altas. La figura 2-15 muestra un pulso ideal y un pulso con ruido recuperado.

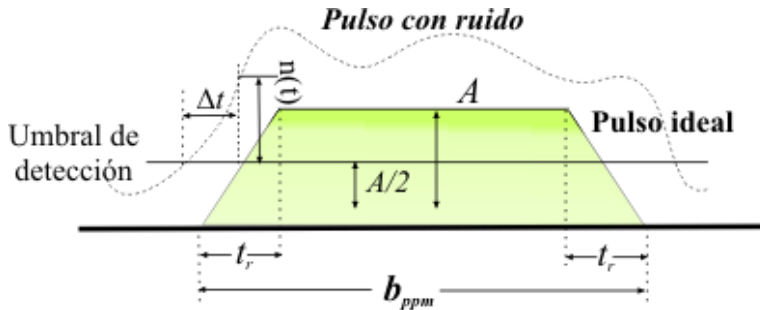


Figura 2-15. Aproximación del pulso PPM

De acuerdo a la figura anterior un voltaje de ruido $n(t)$ que varía en forma aleatoria, introduce un error Δt en la posición del pulso, variando de la misma forma, esta relación se determina geoméricamente y se expresa por

$$\frac{\Delta t}{t_r} = \frac{n(t)}{A} \quad \dots(2.36)$$

La potencia promedio de Δt también es proporcional a la potencia de $n(t)$

$$\langle \Delta b^2 \rangle = \left(\frac{t_r}{A} \right)^2 \langle n^2(t) \rangle \quad \dots(2.37)$$

Con el tiempo de subida de un pulso igual a $t_r \approx 1/2BW_{ppm}$

La relación señal a ruido de la señal PPM es

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{PPM} = k_1^2 \frac{A^2}{\langle n^2(t) \rangle} \langle m^2(t) \rangle BW_{ppm}^2 \quad \dots(2.38)$$

$\langle m^2(t) \rangle$ representa la potencia promedio de la señal de información.

2.5.2 Modulación en Frecuencia de Pulso Cuadrado (SWFM)

La Modulación en Frecuencia de Onda Cuadrada (SWFM) es la versión de una señal FM analógica que consiste de un tren de pulsos donde la posición de sus flancos se encuentra en los puntos de cruce por cero de la señal FM [16], su amplitud y ancho son uniformes. En la figura 2-16 se compara la señal de FM con la señal SWFM.

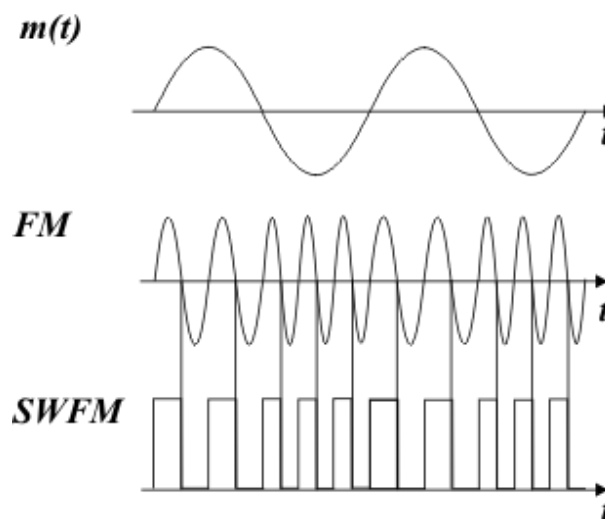


Figura 2-16. Señal modulada SWFM

El espectro de modulación con una frecuencia de entrada ω_m puede ser expresada analíticamente al considerar una señal modulante $B\cos(2\pi f_s t)$ y utilizando la ecuación 2-11 se tiene [16]

$$v_{SWFM}(t) = \frac{hD}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi D) \exp \left[jn \left(2\pi f_c t + k_f B \int_0^t \cos 2\pi f_s t dt \right) \right] \quad \dots(2.39)$$

La subportadora de pulsos SWFM queda expresada por

$$v_{SWFM}(t) = AD \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\pi D) \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(nM_{swfm}) \exp \left[j(n\omega_c + k\omega_s)t \right] \quad \dots(2.40)$$

Donde A es la amplitud de los pulsos

D es el ciclo de trabajo

M_{swfm} es el índice de modulación de la señal SWFM

J_k es una función Bessel de primer tipo orden k

El espectro de una subportadora SWFM es mostrado en la figura 2-17, está formado por la componente fundamental de la portadora ω_c con formas ligeramente modificadas de todos los armónicos impares. El patrón de bandas laterales alrededor del n -ésimo armónico de la frecuencia portadora muestra una desviación de frecuencia de n veces la desviación cercana a la portadora fundamental.

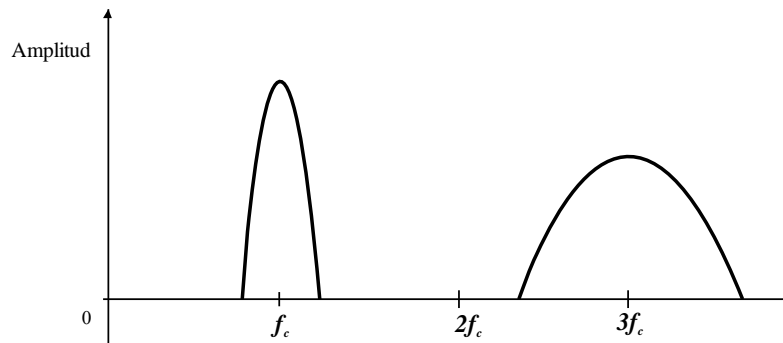


Figura 2-17. Espectro de frecuencias de la señal SWFM

2.5.3 Modulación por Frecuencia de Pulso (PFM)

La modulación en frecuencia de pulso ha sido considerada para transmitir señales de banda ancha. Una señal PFM es representada por un tren de pulsos de ancho fijo con frecuencia proporcional al valor de la señal banda base modulante [17]. La subportadora PFM y la relación con la subportadora SWFM es mostrada en la figura 2-18.

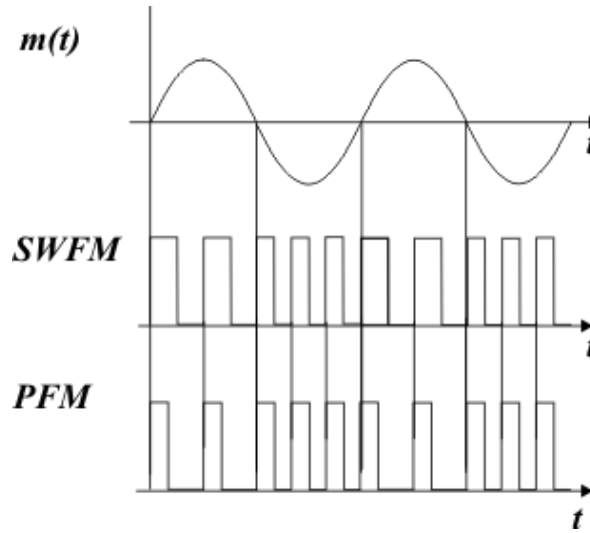


Figura 2-22 18. Señal PFM

El espectro PFM para una serie de pulsos de ancho b_{pfm} y frecuencia de repetición ω_c cuando es modulado por una onda senoidal de frecuencia ω_m a una desviación de frecuencia $\Delta\omega$ puede ser representado por [18]

$$y(t)_{PFM} = \frac{A\omega_c b_{pfm}}{2\pi} \left\{ 1 + \frac{2M_{PFM}}{\omega_c \tau} \text{sen} \left(\omega_m \frac{b_{pfm}}{2} \right) \cos \left(\omega_m t - \omega_m \frac{b_{pfm}}{2} \right) \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(nM_{PFM}) \frac{\text{sen}(n\omega_c + k\omega_m) \frac{b_{pfm}}{2}}{n\omega_c \frac{b_{pfm}}{2}} \cos \left[(n\omega_c + k\omega_m)t - k\omega_m \frac{b_{pfm}}{2} \right] \right\} \quad \dots(2.41)$$

Donde $M_{PFM} = (\Delta\omega/\omega_m)$ es el índice de modulación.

La subportadora de pulsos PFM está formada por su componente fundamental y sus armónicos de amplitudes limitadas por una envolvente tipo $\text{sinc}(x)$ dependiente del ancho del pulso, bajo modulación el espectro presenta además de la componente en banda base de y bandas laterales alrededor de la frecuencia portadora f_s y todos sus armónicos, como se puede ver en la figura 2-19.

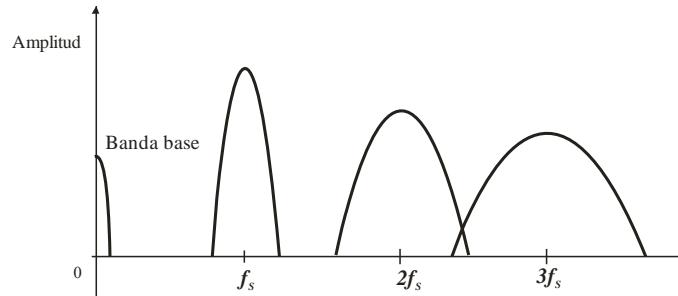


Figura 2-19. Espectro de frecuencias una señal PFM

En la tabla II-1 se muestra la comparación entre las técnicas de modulación PTM, de acuerdo a la relación señal a ruido, ancho de banda requerido y su implementación.

	PWM	PPM	SWFM	PFM
S/N	$(S/N)_{PWM}$	$>(S/N)_{PWM}$	$>(S/N)_{PWM}$	$>(S/N)_{SWFM}$
Ancho de Banda	$B_t = \frac{1}{b_{\min}}$	$>BW_{PWM}$	$>BW_{PWM}$	$>BW_{SWFM}$
Implementación	Circuitaria simple y de bajo costo	Compleja y costo medio	Compleja y costo medio	Compleja y costo alto

Tabla II-2. Tabla comparativa entre los principales parámetros de las técnicas PTM

La modulación PWM es una técnica eficiente y simple de implementar, compatible con los circuitos lógicos, lo que resulta en un sistema de bajo costo. Además, sirve como esquema básico para la generación de pulsos PPM. Las otras técnicas son más complejas y requieren mayor ancho de banda para su implementación.

2.6 CONCLUSIONES

Las técnicas se clasifican en modulación analógica y de pulsos y en este capítulo se describieron algunas de las técnicas de modulación más comunes para la transmisión analógica de señales a través de los sistemas ópticos de comunicaciones. En la modulación eléctrica se modifica algún parámetro de una subportadora en función de una señal de información. Los parámetros que definen a una señal analógica son frecuencia, amplitud y fase y para un tren de pulsos su amplitud, periodo ancho.

Las técnicas de modulación temporal de pulsos (PTM) presentan características intermedias entre las técnicas analógicas y las puramente digitales. Utilizan un tren de pulsos como subportadora y se caracterizan porque bajo modulación tiene una amplitud constante pero flancos variables de ancho, posición o frecuencia en función de la señal de información. A tales técnicas se le conoce como modulación por ancho de pulso (PWM), modulación por posición de pulso (PPM), modulación por frecuencia de pulso (PFM), modulación en frecuencia por onda cuadrada (SWFM).

La modulación PWM es la técnica PTM más simple y fácil de implementar usando circuitería analógica y digital. La señal muestreadora diente de sierra/triangular y la señal de información se acoplan a las entradas de un modulador comparador, que se encarga de realizar un muestreo uniforme o natural de las dos señales analógicas a partir de los puntos de intersección. De acuerdo al método y a los dispositivos analógicos o digitales la secuencia de pulsos modulados puede ser de uno o dos niveles.

El ruido en las técnicas PTM se presenta en la posición relativa de sus flancos de los pulsos al momento de su recepción, el desplazamiento temporal de la posición ideal de los flancos, manifestándose como un jitter, provoca un ruido de amplitud.

2.7 REFERENCIAS

- [1] Ken-Ichi Sato, Shinichi Aoyagi and Tokuhiro Kitami. *Fiber Optic Video Transmission Employing Square Wave Frequency Modulation*. IEEE Transactions on Communications, Vol. com-33, No. 5, May 1985.
- [2] B.P. Lathi. *Modern Digital and Analog Communications Systems*. Oxford University Express 1998, third edition
- [3] Charles L. Alley and Kenneth W. Atwood. *Electronic Engineering*. Editorial limusa, 1979
- [4] F. G. Stremler. *Introducción a los sistemas de comunicaciones*. Addison Wesley Longman, Tercera edición, 1993.
- [5] B. Wilson Z. Ghassemlooy. Pulse time modulation techniques for optical communications: a review. *IEE PROCEEDINGS-J, Vol. 140, No. 6, DECEMBER 1993*
- [6] Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, N. L. Seed, E. D. Kaluarachchi. *Digital Pulse Interval Modulation for Optical Communications*. IEEE Communications Magazine. December 1998
- [7] U. Schiller, J.R. Travis and Z. Ghasemlooy. A Voltage Controlled Oscillator for use within a Pulse Frequency Modulation System.
- [8] Z. Ghassemlooy, B. Wilson and L. Chaos. *Digitally generated pulse width modulation transmitted over optical fibre*. Int. J. Electronics, 1993, Vol. 75, No. 3, 433-436
- [9] José E. Briseño Márquez. *Principios de las comunicaciones*. ULA (2005)
- [10] R. Guinee, C. Lyden. A Novel Single Fourier Series Technique for the Simulation and Analysis of Asynchronous Pulse Width Modulation.
- [11] B. Wilson, Z. Ghassemlooy and I. Darwazeh. Optical Fibre Transmission of multiplexed video signals using pulse width modulation. *International Journal of Optoelectronics* , 1989, Vol. 4, No. 1, 3-17
- [12] S. Y. Suh. *Pulse Width Modulation for Analog Fiber-Optic Communications*. Journal of Lightwave Technology. Vol. LT-5, January 1987
- [13] B. P. Lathi. *Introducción a los sistemas de comunicaciones*. Limusa Noriega Editores, 1999
- [14] R.D. Stuart. An introduction to Fourier analysis. Chapman and Hall, London, 1962.
- [15] GREGG, W.D. *Analog and Digital Communication*. John Wiley and Sons, Nueva York, 1977.
- [16] A. I. Drukarev. *Noise Performance and SNR threshold in PFM*. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-33, No. 7, July 1985

- [17] Brett Wilson, Fary Ghassemlooy and Lu Chao. *Squarewave Frequency Modulation Techniques*. IEEE Transactions on Communications, vol. 43, No. 2/3/4, February/March/April 1995
- [18] Yangyu Fan, Roger J. Green, *Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communications*, Optical Engineering 46_6_, 065001 _June 2007.
- [19] Charles H. Cox III, Gary E. Betts and Leonard M. Johnson. *An Analytic and Experimental Comparison of Direct and External Modulation in Analog Fiber-Optic Links*. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 38, NO. 5, MAY 1990.
- [20] A. Bruce Carlson, Paul B. Crilly, Janet C. Rutledge. *COMMUNICATION SYSTEMS, An introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering. FOURTH EDITION
- [21] Zukui Song and Dilip V. Sarwate. The Frequency Spectrum of Pulse Width Modulated Signals. *Signal Processing*, 83, pp. 2227-2258, 2003.
- [22] L. Marco, A. Poveda, E. Alarcón, D. Maksimovic. Bandwidth limits in PWM switching amplifiers
- [23] Isabel Deslauriers, Nysret Avdiu and Boon-Teck Ooi. Naturally Sampled Triangle Carrier PWM Bandwidth Limit and Output Spectrum
- [24] R.A. GUINEE and C. LYDEN. A NOVEL MODULATED SINGLE FOURIER SERIES TIME FUNCTION FOR MATHEMATICAL MODELING AND SIMULATION OF NATURAL SAMPLED PULSE WIDTH MODULATION IN HIGH PERFORMANCE BRUSHLESS MOTOR DRIVES. Proceedings of the 42nd IEEE, Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii USA, December 2003
- [25] D. C. Rus, N. S. Preda, I. I. Incze, María Imecs, Cs. Szabó. Comparative Analysis of PWM Techniques: Simulation and DSP Implementation
- [26] W. R. Bennet, "New results in the calculation of modulation products," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 12, pp. 228–243, 1933
- [27] Black, H. *Modulation Theory*. Van Nostrand, New York

CAPÍTULO 3

Coherencia luminosa y generación de retardos ópticos

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describen los principios básicos de las propiedades estadísticas de la luz, las cuales se describen por medio de la función de correlación, determinando sus propiedades de coherencia espacial y temporal. La emisión óptica puede modelarse como una emisión aleatoria de paquetes de onda, con extensión espacial y temporal finita [1]. En este trabajo, el análisis se centra en las propiedades estadísticas temporales de la luz.

Las propiedades estadísticas de coherencia y correlación luminosa se manifiestan cuando un paquete de luz de duración finita, se divide en amplitud y se retarda con respecto a sí mismo. Este efecto es el principio básico de la interferencia luminosa. La interferencia luminosa se genera y se detecta mediante interferómetros de división de amplitud tales como el interferómetro de Michelson, el interferómetro de polarización y el interferómetro Mach-Zehnder y de división de frente de onda como el interferómetro de Young.

3.2 PROPIEDADES ESTADÍSTICAS DE LA LUZ

Los paquetes de onda generados por una fuente luminosa son funciones aleatorias en posición y tiempo [1]. La extensión espacial y temporal de los paquetes de onda es finita, lo que determina sus propiedades de tiempo y longitud de coherencia [2].

Los paquetes de onda, ilustrados en la figura 3-1, son considerados como una onda senoidal amortiguada que se puede modelar por una función $\gamma(t)$, con frecuencia ν_0 y duración Δt , amortiguada por una envolvente $\gamma_0(t)$.

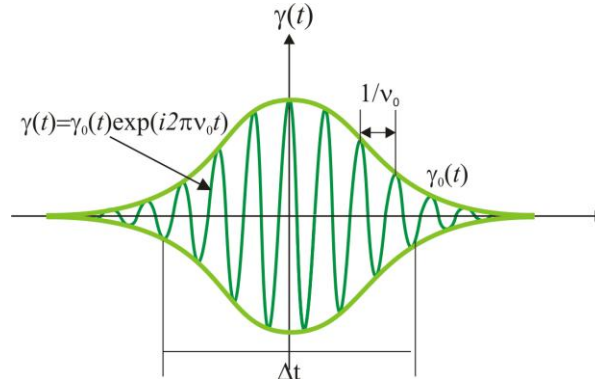


Figura 3-1. Modelo de un paquete de ondas emitido por una fuente luminosa

El paquete de ondas es estadísticamente estacionario y su intensidad instantánea fluctúa aleatoriamente en posición r y en tiempo t , cuya potencia está dada por [3]

$$I(r, t) = \langle |u(r, t)|^2 \rangle \quad \dots(3.1)$$

Con

$$u(r, t) = \mathbf{Re}\{U(r, t)\} \quad \dots(3.2)$$

Donde $u(r, t)$, es la función de onda compleja, y representa a todo tipo de fuentes, monocromáticas y policromáticas.

3.2.1 Correlación Óptica

La estadística de la luz proporciona información del grado de correlación espacial y temporal entre dos paquetes de onda $U(r_1, t), U(r_2, t)$, en las posiciones r_1 y r_2 y al tiempo t . Si las funciones de onda son ergódicas y estacionarias, la función de correlación temporal dependerá únicamente del retardo τ entre $U(r_1, t_1)$ y $U(r_2, t_2)$.

Sí la función $U(r,t)$, se observa en una posición fija $r=r_1=r_2$, la función de correlación temporal describe el grado de similitud de la onda, en dos instantes de tiempo diferentes t_1 y t_2 , es decir, la auto-correlación temporal de $U(t)$ depende únicamente del retardo $\tau = t_2 - t_1$, y se expresa como

$$G(\tau) = \langle U(t)^* U(t+\tau) \rangle \quad \dots(3.3)$$

La función de auto-correlación temporal se presenta como una medida cuantitativa de las propiedades de coherencia temporal de un haz luminoso.

3.2.2 Coherencia Temporal

El grado complejo de coherencia $\gamma(\tau)$ es la función que indica el grado de similitud en un tren de ondas en instantes diferentes, independientemente de su intensidad, y se encuentra al normalizar la función de auto-correlación.

$$\gamma(\tau) = \frac{G(\tau)}{[U^*(t)U(t)]^{1/2}} \quad \dots(3.4)$$

Cuando la posición de observación es fija, el grado de coherencia depende solamente del tiempo de retardo τ y su magnitud se encuentra entre 0 y 1. El valor numérico de $|\gamma(\tau)|$ permite clasificar las fuentes luminosas como coherentes (1), incoherentes (0) o parcialmente incoherentes.

$$0 \leq |\gamma(\tau)| \leq 1 \quad \dots(3.5)$$

El tiempo de coherencia se determina como [4]

$$\tau_c = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma_0(\tau)^2 d\tau \quad \dots(3.6)$$

El tiempo de coherencia corresponde a la duración temporal de la función de auto-correlación.

3.2.3 Espectro óptico

Las fuentes de luz presentan un espectro óptico ancho o angosto que se determina por el tiempo de coherencia τ_c y que corresponde al ancho de banda espectral $\Delta\nu$, el cual, relacionado con la densidad espectral de potencia $S(\nu)$, se define como [4]

$$\Delta\nu = \frac{1}{\int_0^\infty S^2(\nu) d\nu} \quad \dots(3.7)$$

De acuerdo al teorema de Parseval se cumple que

$$\tau_c \cdot \Delta\nu = 1 \quad \dots(3.8)$$

Esta igualdad indica una relación inversa entre el tiempo de coherencia y el ancho espectral, es decir, la fuente de luz que presente un mayor tiempo de coherencia presenta un menor ancho de banda y la fuente que presente un tiempo de coherencia pequeño tendrá un espectro más amplio.

Otro aspecto importante es el perfil que caracteriza al espectro, el cual se determina por la distribución de intensidad luminosa que es transportada en la onda por intervalo de frecuencia unitaria, conocida como densidad espectral, y se define como

$$S(\nu) = \frac{dI_\nu(\nu)}{d\nu} \quad \dots(3.9)$$

La intensidad luminosa total está dada por

$$I_\nu(\nu) = \int S(\nu) d\nu \quad \dots(3.10)$$

Algunas funciones de onda $U(t)$ y su correspondiente espectro óptico se muestran en la tabla 3-1.

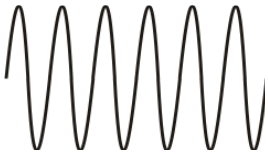
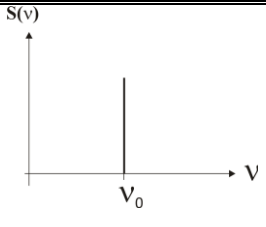

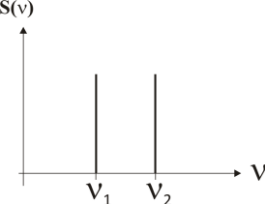
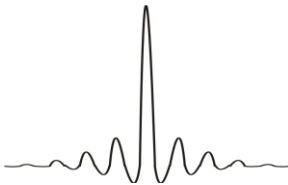
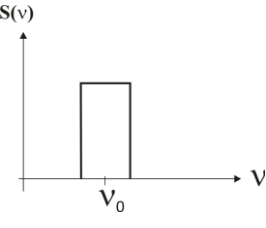
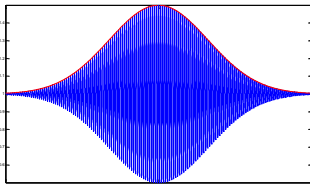
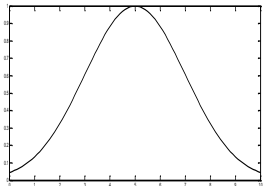
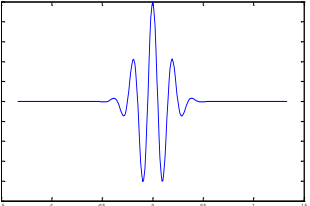
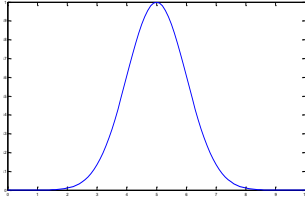
Fuente luminosa	Paquete de ondas $u(t)$	Perfil espectral $S(\nu)$
Monocromática		
Dos haces Monocromáticos		
Distribución rectangular		
Perfil Gaussiano $S(\nu) = I_0 \exp \left[-\frac{(\nu - \nu_0)^2}{2\sigma^2} \right]$		
Perfil Lorentziano $S(\nu) = \frac{I_0}{1 + 4\pi^2 \tau_c^2 (\nu - \nu_0)^2}$		

Tabla 3-1. Paquetes de onda y su respectivo espectro óptico.

La relación tiempo-espectro se formaliza por el Teorema de Wiener-Khintchine que establece la relación tiempo-frecuencia entre la autocorrelación y la densidad espectral de potencia de una onda luminosa.

$$\begin{aligned}
 S(\nu) &\xrightarrow{\mathfrak{F}} G(\tau) & S(\nu) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(\tau) \exp(-j2\pi\nu\tau) d\tau \\
 G(\tau) &\xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} S(\nu) & G(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) \exp(j2\pi\nu\tau) d\nu
 \end{aligned}
 \quad \dots(3.11)$$

El tiempo de coherencia generalmente esta referenciado al valor e^{-1} , conocido como FWHM (Full-Width at Half Maximum, ancho medio al máximo total), cuyo valor para algunos de los perfiles son [5]

Perfil gaussiano

$$\tau_c = \sqrt{\frac{2 \ln 2}{\pi}} \frac{\lambda_c^2}{C_0} \frac{1}{\Delta\lambda}
 \quad \dots(3.12)$$

Perfil lorentziano

$$\tau_c = \frac{0.318}{C_0} \frac{\lambda_c^2}{\Delta\lambda}
 \quad \dots(3.13)$$

Perfil rectangular

$$\tau_c = \frac{1}{C_0} \frac{\lambda_c^2}{\Delta\lambda}
 \quad \dots(3.14)$$

3.3 INTERFERENCIA DE DOS ONDAS

Un paquete de onda puede dividirse en amplitud, generándose dos paquetes que pueden interferir, al desplazarse temporalmente entre sí, mediante un retardo óptico entre cero y

el tiempo de coherencia. Fuera de este intervalo, los paquetes de onda no interfieren. La longitud de coherencia está asociada con el mínimo valor del tiempo de coherencia por

$$l_c = C_0 \tau_c \quad \dots(3.15)$$

Experimentalmente l_c representa el intervalo de diferencia de camino óptico en que las franjas de interferencia pueden ser observadas [6].

3.3.1 Superposición de dos ondas

Cuando dos ondas U_1 y U_2 (propagándose en la misma dirección), con amplitudes, vectores de onda y polarizaciones arbitrarias, representadas de la forma 3.15.

$$\begin{aligned} \vec{U}_1(\vec{r}, t) &= U_1 e^{-i\phi_1} = U_1 \text{Cos}(\omega_1 t - \vec{k}_1 \cdot \vec{r} + \phi_1) \\ \vec{U}_2(\vec{r}, t) &= U_2 e^{-i\phi_2} = U_2 \text{Cos}(\omega_2 t - \vec{k}_2 \cdot \vec{r} + \phi_2) \end{aligned} \quad \dots(3.16)$$

Sí las dos ondas son superpuestas en un punto p , la suma de los dos campos U_1+U_2 es

$$\vec{U}_T(\vec{r}, t) = \vec{U}_1(\vec{r}, t) + \vec{U}_2(\vec{r}, t) \quad \dots(3.17)$$

La intensidad es la amplitud del campo total y está dada por 3.1

$$\begin{aligned} I(\vec{r}, t) &= \langle U_1(\vec{r}, t)^2 \rangle + \langle U_2(\vec{r}, t)^2 \rangle + \langle U_1(\vec{r}, t)U_2^*(\vec{r}, t) \rangle + \langle U_1^*(\vec{r}, t)U_2(\vec{r}, t) \rangle \\ I(\vec{r}, t) &= I_1 + I_2 + \langle U_1(\vec{r}, t)U_2^*(\vec{r}, t) \rangle + \langle U_1^*(\vec{r}, t)U_2(\vec{r}, t) \rangle \end{aligned}$$

La intensidad resultante de la superposición de dos ondas presenta un término interferencial

$$\text{Re} \left\{ \langle U_1(\vec{r}, t)U_2^*(\vec{r}, t) \rangle + \langle U_1^*(\vec{r}, t)U_2(\vec{r}, t) \rangle \right\} = 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \Delta\phi$$

$$\langle U_1(\vec{r}, t)U_1^*(\vec{r}, t) \rangle = I_1$$

$$\langle U_2(\vec{r}, t)U_2^*(\vec{r}, t) \rangle = I_2$$

Finalmente

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \Delta\varphi \quad \dots(3.18)$$

3.3.2 Interferómetro de Michelson

El interferómetro de Michelson es un interferómetro de división de amplitud que permite dividir un paquete de onda en dos. Uno de ellos puede ser retardado con respecto al otro. La medición de la intensidad óptica transmitida por el interferómetro permite medir experimentalmente la auto-correlación luminosa y con ello, el tiempo ó la longitud de coherencia, a partir del interferograma resultante.

El Interferómetro de Michelson es un instrumento óptico formado por dos espejos reflectores M1 y M2 y un divisor de haz BS. El divisor de haz es el elemento esencial en el arreglo y el punto de referencia para los otros elementos. El BS es una placa semitransparente con una película delgada parcialmente reflectora que refleja y transmite un haz simultáneamente. La posición que guarda cada elemento en el arreglo interferométrico es mostrado en la figura 3-2, el cual consta de dos brazos uno formado por el BS y el espejo M1 el otro por el BS y el espejo M2, de longitud de R1 y R2, tomada desde el centro del divisor hasta la posición que guardan los espejos. El divisor es colocado 45^0 del haz incidente de la fuente.

Cuando el arreglo es iluminado por una fuente S, la luz incide en el divisor de haz y es dividido en dos haces $h1$ y $h2$. El $h1$ viaja por el brazo BS-M1 hasta al espejo M1 donde es reflejado nuevamente al BS. Simultáneamente, el haz $h2$ viaja por el brazo BS-M2 hasta el espejo M2 donde es reflejado hacia el BS. Los dos haces reflejados son superpuestos por el divisor de haz.

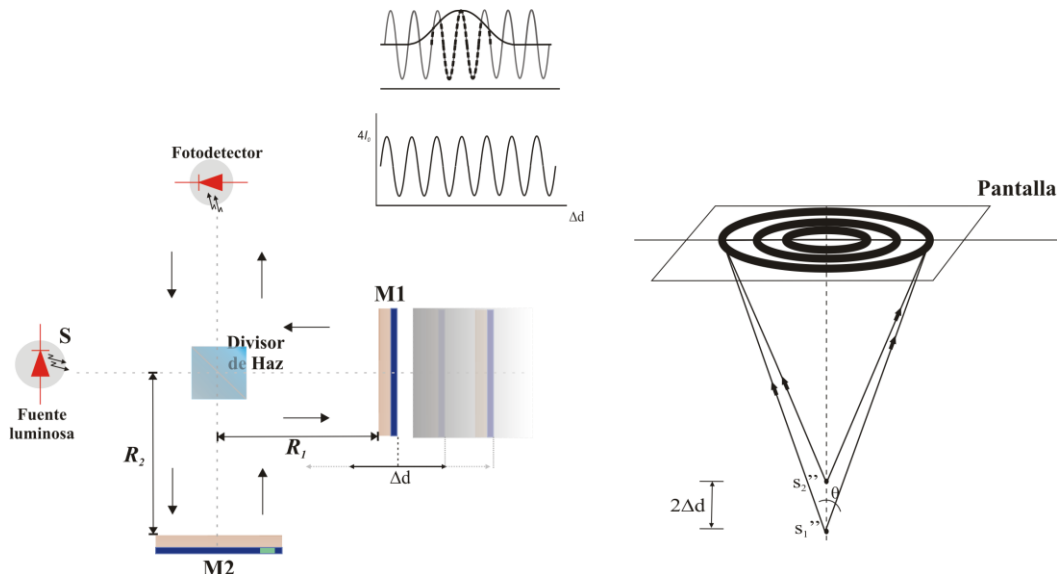


Figura 3-2. Interferómetro de Michelson y generación de franjas de interferencia

La situación alterna se presenta al situarse en la pantalla o el fotodetector del interferómetro. La luz reflejada del espejo M1 simula que proviene de la misma posición del espejo M2. La fuente S puede ser reemplazada por sus imágenes virtuales S_1'' y S_2'' , y la superposición de la luz proveniente de la misma fuente da origen a franjas de interferencia.

La interferencia se presenta cuando existe una diferencia de fase entre los dos haces. La luz al provenir de la misma fuente S, la diferencia de fase corresponde a una diferencia de camino óptico entre los dos haces, lo cual se consigue al dejar fijo el brazo BS-M1 a una distancia R_2 y desplazar el brazo BS-M2 una distancia variable R_1 .

La diferencia de camino óptico está dada por

$$DCO = 2(R_1 - R_2) = 2\Delta d \cos\theta \quad \dots(3.19)$$

Si los dos espejos del interferómetro están a la misma distancia del centro del divisor de haz, los dos haces recorren perpendicularmente la misma distancia. Los dos haces llegan

en fase al detector donde interfieren constructivamente y presentan un máximo de intensidad transmitida. Esta posición es la diferencia de camino óptico cero. Al desplazar el espejo móvil M1, la diferencia de camino óptico está dada por

$$DCO = 2(R_1 - R_2) = 2\Delta d \quad \dots(3.20)$$

La relación entre la diferencia de camino óptico y la diferencia de fase introducida está dada por

$$\Delta d = (\lambda/2\pi)\Delta\varphi \quad \dots(3.21)$$

En general,

Sí	$\Delta d = m\lambda$	los haces estarán fase e interfieren constructivamente.
	$\Delta d = (2m+1)\lambda/2$	los haces estarán fuera de fase e interfieren destructivamente

Como la variación de la diferencia de la fase es lineal indica que la intensidad varía senoidalmente, la intensidad de la luz en los dos brazos es la misma (divisor 50:50) y se representa por $\frac{I_0}{2}$, entonces de acuerdo a la ecuación 3.18

$$\text{Sí } I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$$

$$I = I_0(1 + \text{Cos}\Delta\varphi) \quad \dots(3.22)$$

Los cambios de fase $\Delta\varphi$ se presentan como franjas de luminosas y oscuras en el fotodetector, pasando alternativamente de un estado de interferencia constructiva a un estado interferencia destructiva. Sin embargo, debido al ancho de banda finito de la

fuente, hay una envolvente $\gamma_0(t)$ de caída suave, superpuesta a esta rápida oscilación de intensidad. Un patrón típico de un patrón de interferencia es mostrado en la figura 3-3, con la intensidad graficada contra el desplazamiento del espejo.

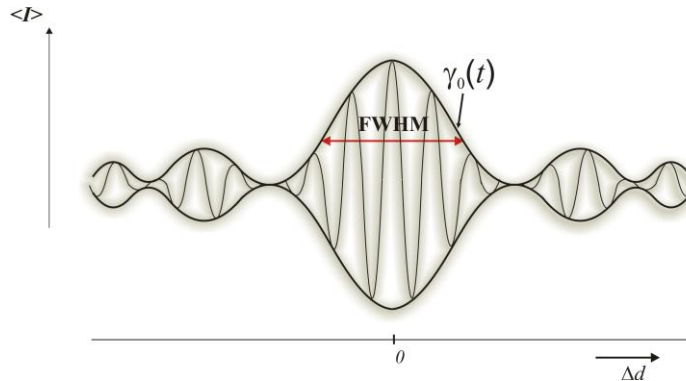


Figura 3-3. Intensidad incidente en el fotodetector

La intensidad luminosa en función de la diferencia de camino óptico representa la correlación entre los dos haces, dada por

$$I = I_0 [1 + \text{Re}\{\gamma(\tau)\}] = I_0 [1 + |\gamma_0(\tau)| \cos \varphi(\tau)] \quad \dots(3.23)$$

3.4 RETARDOS ÓPTICOS

La luz al propagarse por un medio de longitud L y de índice de refracción n_1 , necesita un tiempo de transito para recorrerlo, el tiempo está determinado por $t_1 = n_1 L / C_0$, es decir,

el tiempo es proporcional a la longitud de camino óptico $n_1 L$. Si la longitud de camino óptico también cambia a un tiempo de transito t_2 , este puede ser menor o mayor a t_1 , existiendo una diferencia relativa uno del otro, presentándose como un retardo $\tau = |t_2 - t_1|$.

Los retardos son dependientes de las características espectrales de la fuente luminosa, y de acuerdo con el teorema de Wiener-Kintchine también de las propiedades temporales, y pueden ser generados por retardadores luminosos. La figura 3-4 muestra un diagrama a bloques de un sistema de generación-detección de retardos ópticos.

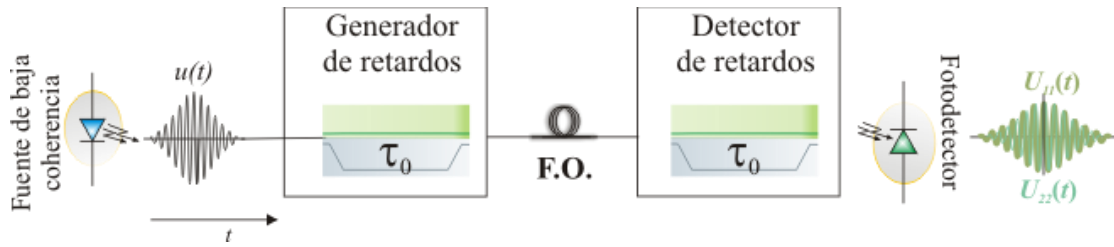


Figura 3-4. Generación/Detección de retardos ópticos

El proceso de generación y detección de retardos se describe en las secciones siguientes.

3.4.1 Generación de retardos ópticos

Como se describió en la sección 3.2, la emisión de la luz se manifiesta mediante paquetes de onda, con longitud y tiempo de coherencia finitos. Un retardo óptico se genera al dividir en amplitud un paquete de onda. Esto genera dos paquetes idénticos entre sí por un dispositivo retardador óptico. La condición para generar retardos ópticos es que la diferencia de camino óptico introducida (DCO) sea mayor a la longitud de coherencia de la fuente l_c . Los interferómetros de división de amplitud (Michelson, polarización, Mach-Zehnder), se utilizan para generar retardos ópticos. El principio se muestra en la figura 3-5.

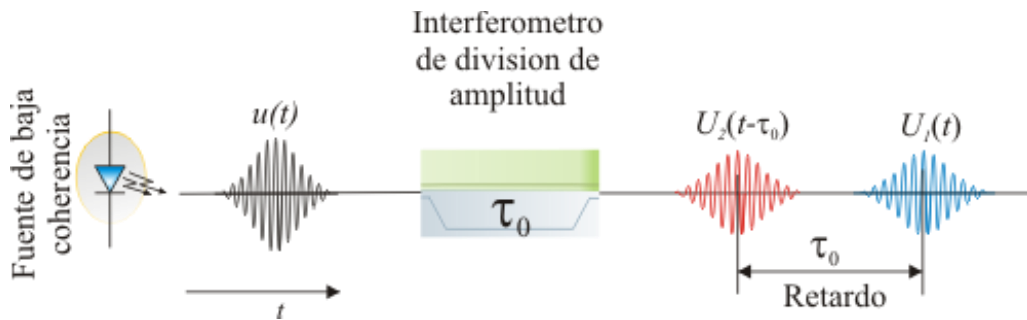


Figura 3-5. Principio de generación de retardos ópticos

Los interferómetros de polarización o Mach-Zehnder introducen una diferencia de camino óptico dada por

$$DCO = \Delta d = L_1 n_1 - L_2 n_2 \quad \dots(3.24)$$

Las diferencias de camino entre dos paquetes de ondas emitidos por la misma fuente se pueden introducir modificando las trayectorias recorridas por los paquetes de onda, y bajo un mismo índice de refracción.

$$\begin{aligned} n_1 &= n_2 = n \\ \Delta d &= n(L_1 - L_2) \end{aligned} \quad \dots(3.25)$$

Un retardo óptico también puede introducirse cuando los paquetes de onda se propagan por dos medios de índice de refracción diferente.

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = L \\ \Delta d &= L(n_1 - n_2) \end{aligned} \quad \dots(3.26)$$

Interferómetro de Michelson

El interferómetro de Michelson produce mecánicamente una diferencia de camino óptico variable, al desplazar el espejo móvil M1. El retardo está dado por la ecuación 3.19.

$$\tau_0 = DCO / C_0 = \left(\lambda / 2\pi C_0 \right) \Delta\varphi \quad \dots(3.27)$$

Interferómetro Mach-Zehnder

El interferómetro Mach-Zehnder, mostrado en la figura 3-6, es un interferómetro de dos ondas por división de amplitud, configurado con dos divisores de haz y dos prismas. La luz incidente en el primer divisor de haz, es dividido en dos haces, el primero viaja por el brazo ABC; el segundo viaja por el brazo de referencia ADC. Los dos haces inciden en un segundo divisor de haz, donde son superpuestos generando franjas de interferencia.

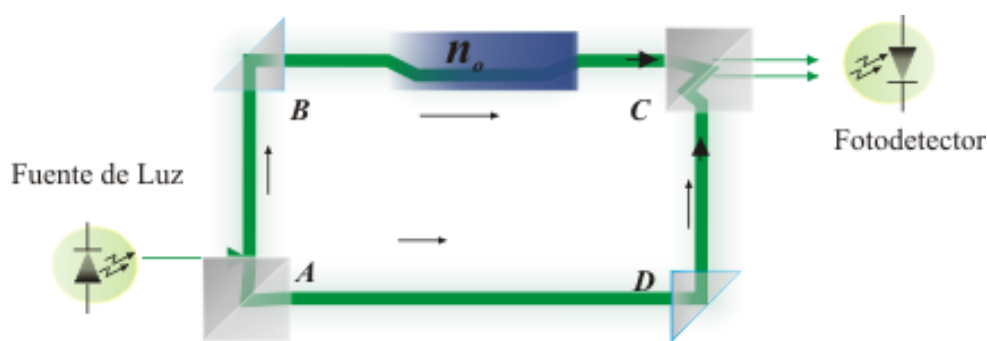


Figura 3-6. Interferómetro Mach-Zehnder

De acuerdo con la figura 3-6, cuando la luz recorre un medio óptico de índice de refracción n_0 , siguiendo la trayectoria ABC, se introduce una diferencia de camino óptico, con respecto a la trayectoria de referencia ADC, que presenta un índice de refracción n_1 . La diferencia de camino óptico está dada por

$$\Delta d = d(n_0 - n_1) \quad \dots(3.28)$$

El retardo óptico correspondiente está dado por

$$\tau_0 = \frac{\Delta d}{C_0} = \frac{d(n_0 - 1)}{C_0} \quad \dots(3.29)$$

Interferómetro de Polarización

Los cristales ópticos anisotrópicos y guías de onda ópticas birrefringentes, presentan dos ejes principales, el eje ordinario y extraordinario, con índices de refracción ordinario (n_o) y extraordinario (n_e), respectivamente; la dirección de propagación coincide con el eje óptico, como se muestra en la figura 3-7. El haz de luz que incide en la placa tiene un estado de polarización con dos componentes U_x y U_y que coincide con los ejes x y y .

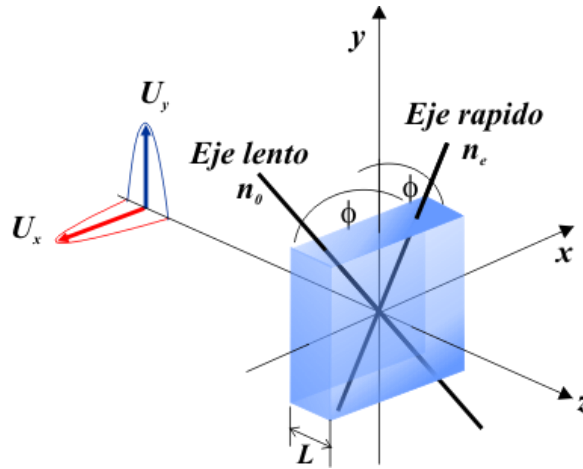


Figura 3-7. Los ejes ordinario y extraordinario de un cristal anisotrópico

En un cristal birrefringente, los modos ópticos, transversal eléctrico TE (U_o) y magnético TM (U_e), se proyectan en los ejes lento (ordinario) y rápido (extraordinario) [7], respectivamente. La propagación se puede modelar mediante las matrices de Jones por

$$\begin{bmatrix} U_e \\ U_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\phi} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{-jn_e 2\pi}{\lambda} L\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{-jn_o 2\pi}{\lambda} L\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix} \quad \dots(3.30)$$

Donde

L es el espesor del cristal birrefringente

λ es la longitud de onda del haz luminoso incidente

El retardo de fase entre modos TE y TM, está dada por $e^{j(\phi_1+\phi_2)}$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi(n_e - n_o)}{\lambda} L \quad \dots(3.31)$$

La relación entre el retardo de fase y la diferencia de camino óptico, dada por 3.20, permite expresar el retardo a partir de

$$\tau_0 = \frac{(n_e - n_o)}{v} L \quad \dots(3.32)$$

Donde v es la velocidad de propagación

Un interferómetro de Polarización, figura 3-8, se basa en la birrefringencia de un material. Este interferómetro es una guía de onda óptica birrefringente en un cristal anisotrópico y colocada entre polarizadores de 45° . El polarizador de entrada asegura que la luz que incide en la guía, se propague en dos modos TE (U_e) y TM (U_o), siguiendo los ejes ordinario y extraordinario. Los dos modos recorren la misma distancia pero con velocidades diferentes ($\frac{c_0}{n_o}$ y $\frac{c_0}{n_e}$), generando un retardo relativo uno entre ellos. A la salida, el segundo polarizador a 45° , reorienta los modos, separados por el retardo óptico τ_0 [8].

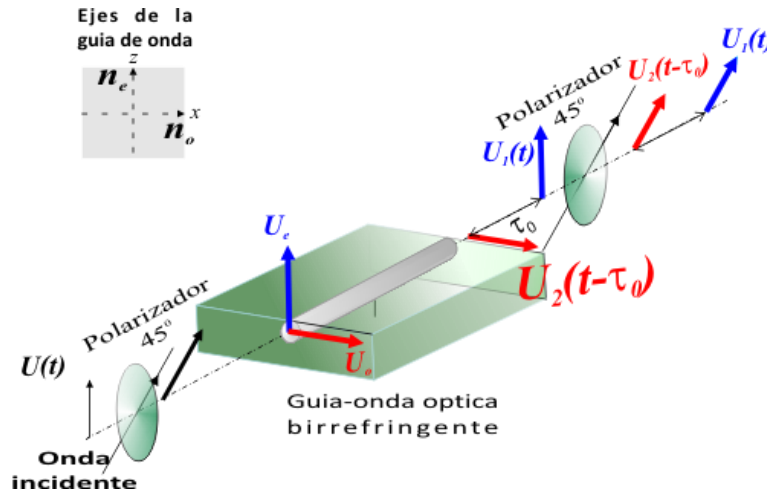


Figura 3-8. Interferómetro de Polarización

Un interferómetro de polarización también se puede configurar con un segmento de fibra óptica birrefringente. Esto último se describirá en el capítulo siguiente.

3.4.2 Detección de Retardos Ópticos

Los paquetes de onda, provenientes de un generador de retardos, se pueden detectar por un segundo retardador, ajustando al mismo valor de retardo del generador. Esto se ilustra en la figura 3-9. En esta condición, paquetes retardados interfieren, permitiendo la detección de franjas de interferencia.

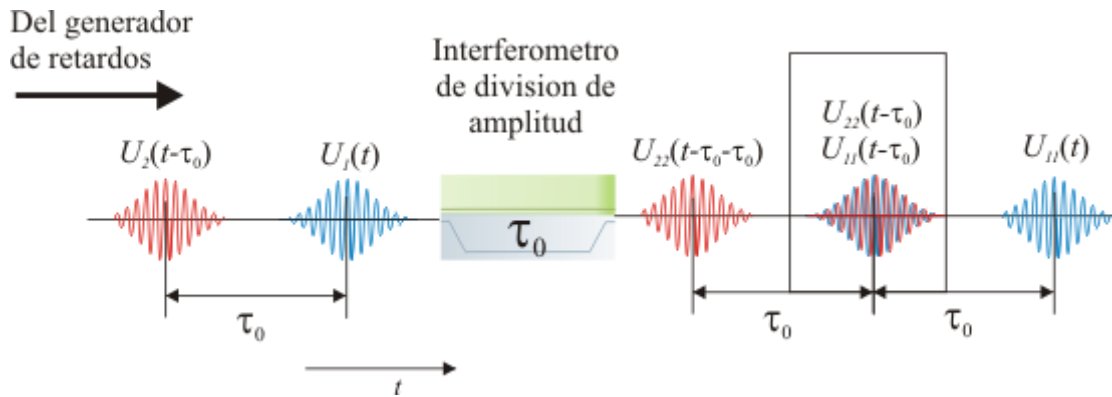


Figura 3-9. Principio de generación y detección de un retardo óptico

La detección de un retardo se realiza con otro interferómetro de dos ondas sintonizado al mismo valor de retardo o diferencia de camino óptico inicial. El interferómetro de Michelson puede ser utilizado como detector de retardo, figura 3-10.

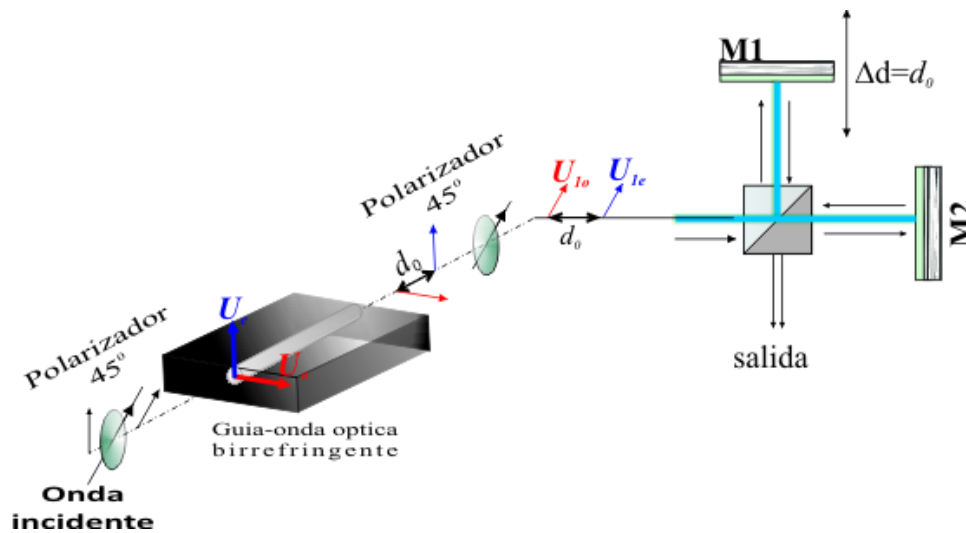


Figura 3-10. Interferómetro de Michelson como detector de retardo

Otra manera de detectar retardos ópticos es mediante un segundo interferómetro de polarización, configurado con una guía de onda óptica birrefringente (cristal electro-óptico o fibra óptica), figura 3-11.

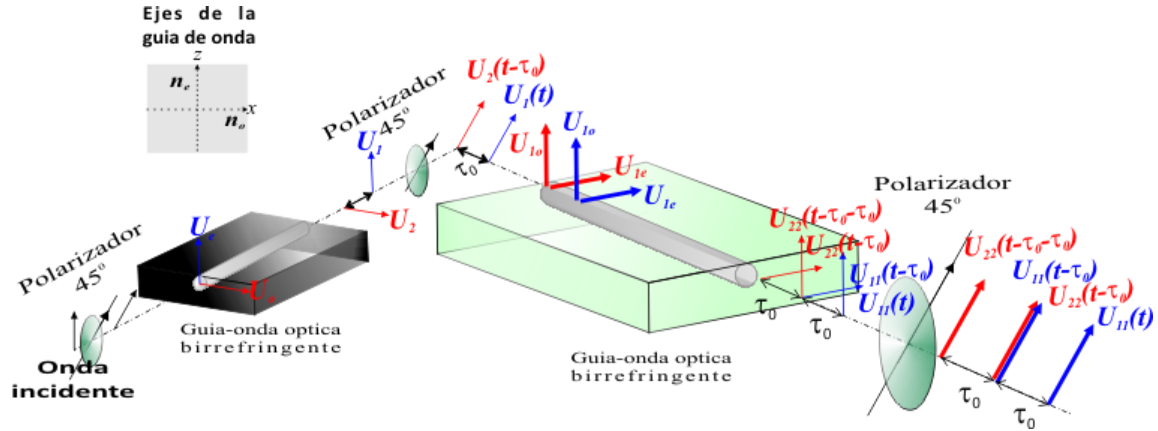


Figura 3-11. Interferómetro de polarización como detector de retardo

De acuerdo con la figura 3-11, el segundo interferómetro de polarización (cristal ó fibra birrefringentes), introduce un segundo retardo óptico [9]

$$\Delta d = L(n_e - n_o) \quad \dots(3.33)$$

De manera práctica el retardo óptico se mide mediante un interferómetro de Michelson. El espejo M1 se desplaza y cuando dos de los paquetes de onda interfieren, en la salida del interferómetro se medirá la intensidad óptica transmitida como franjas de interferencia. El esquema de medición se ilustra en la figura 3-12.

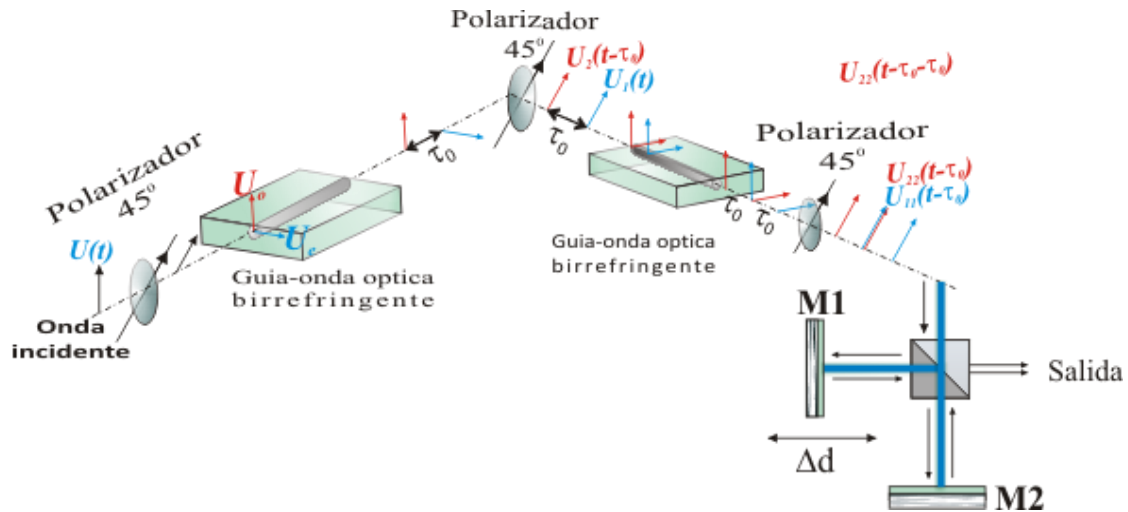


Figura 3-12. Sistema de medición del retardo óptico

Las franjas de interferencia, a la salida de los dos interferómetros de polarización en cascada se ilustran en la figura 3-13.

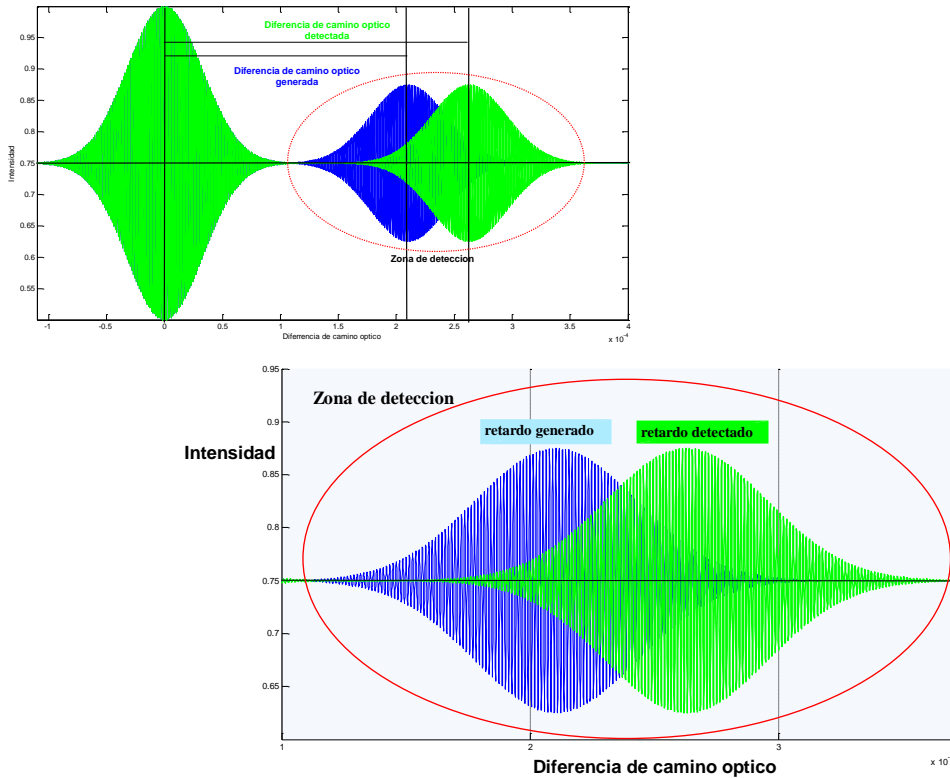


Figura 3-13. Franjas de interferencia en la posición de la diferencia de camino óptico.

Los retardos ópticos tienen aplicaciones en instrumentación óptica y esquemas de comunicaciones ópticas, pudiendo utilizarse como portadoras de información. Cuando los retardos se generan mediante guías de onda ópticas en cristales electro-ópticos, los retardos pueden modularse dinámicamente mediante la aplicación de un voltaje como señal de información. Esta técnica de modulación se conoce como modulación de coherencia, y se describirá con mayor detalle en el capítulo siguiente.

3.5 CONCLUSIONES

Las fuentes luminosas hacen la emisión aleatoriamente en paquetes de onda, centrados a cierta longitud de onda, de extensión espacial y temporal finita. Las propiedades

estadísticas de los paquetes onda se definen, entre otras, por las funciones de correlación. El tiempo de coherencia representa la extensión temporal de un paquete de onda y permite obtener sus características espectrales, como el ancho de banda espectral que de acuerdo al teorema de Parseval se relacionan inversamente.

El retardo óptico solo se puede introducir entre paquetes de onda que presentan un tiempo de coherencia corto y menor al retardo. Los interferómetros de dos ondas son arreglos ópticos como el interferómetro de Michelson, el interferómetro Mach-Zehnder y el interferómetro de polarización capaces de generar y detectar el retardo óptico.

El interferómetro de polarización es un arreglo formado con guías de onda birrefringentes (cristales electro-ópticos y fibra óptica) que aprovechando sus características de transmisión crea diferencias de camino óptico entre dos modos de propagación TE y TM.

El retardo se mide prácticamente con un interferómetro de Michelson a través de la interferencia entre de dos paquetes con el mismo valor de retardo.

3.6 REFERENCIAS

- [1] L. Mandel and E. Wolf. *Coherence and Quantum Optics*. Cambridge University Press, 1995
- [2] Francis A. Jenkins and Harvey E. White. *Fundamentals of Optics*. McGraw Hill- Kogakusha. Fourth edition, 1976.
- [3] Bahaa E. A. Saleh and Malvin Karl Teich. *Fundamentals of Photonics*. John Wiley and Sons, inc., 1991.
- [4] L. Mandel and E. Wolf. The measures of bandwidth and Coherence time in optics. *Proc. Phys. Soc.*, 1962, Vol. 80
- [5] Joseph W. Goodman. *Statistical Optics*. John Wiley & Sons, Inc. 2000
- [6] William C. Elmore and Mark A. Heald. *Physics of Waves*. McGraw-Hill Book Company, 1969
- [7] Amnon Yariv, Pochi Yeh. *Photonics: Optical Electronics in Modern Communications*. Sixth edition, Oxford University Press, 2007.

- [8] C. Gutierrez-Martinez, J. Santos-Aguilar. Modeling and experimental electro-optic response of dielectric lithium niobate waveguides used as electric field sensor. IOP publishing, Meas. Sci. Techno. 22 (2011) 035207.
- [9] J. Santos-Aguilar, M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez. Filtraje fotónico de fuentes luminosas de espectro ancho utilizando fibra óptica birrefringente. Congreso RIA/OPTILAS 2010
- [10] Michael Bass. Handbook of Optics Vol. V, Atmospheric Optics, Modulators, Fiber optics, X-ray and Neutron optic. McGraw Hill, Inc. 2010
- [11] Robert G. Hunsperger. Integrated Optics, Theory and Technology. Springer, Sixth Edition 2009
- [12] Gines Lifante. Integrated Photonics, Fundamentals. John Wiley and Sons, 2003
- [13] Azzedine Boudrioua. Photonic Waveguides, Theory and Applications. John Wiley and Sons, first edition 2009
- [14] Amnov Yariv and Pochi Yeh. Optical Waves in crystals, propagation and Control of laser radiation. John Wiley and Sons, 1984.
- [15] William S. Chang. RF Photonic Technology in Optical Fiber Links. Cambridge University Press, 2002
- [16] Arne Skov Jensen. Investigation off the Statistical Properties of Light. Research Establishment Rise. Rise Report No. 342, September 1976
- [17] Jean-Pierre Goedgebuer, Henri Porte and Pascal Mollier. Coherence Modulation and correlation of stochastic light fields. J. Phys. III France 3 (1993) 1413-1433. July 1993

CAPÍTULO 4

Transmisión de información con subportadora de pulsos y modulación de retardo óptico

4.1 INTRODUCCIÓN

La modulación de subportadoras puede realizarse mediante una señal senoidal ó de pulsos. En este último caso, se genera una premodulación temporal de pulsos (PTM). La premodulación de pulsos es una alternativa a la modulación analógica y a la puramente digital (por ejemplo la modulación por codificación de pulsos, PCM, por sus siglas en inglés).

Una señal de información en banda base o impresa en una subportadora puede modular una portadora óptica, en intensidad, frecuencia ó fase, con objeto de su transmisión-recepción en un canal óptico. La modulación óptica puede realizarse modificando la potencia emitida por la fuente (modulación directa) ó bien de manera externa, mediante un modulador electro-óptico. Las subportadoras se pueden transmitir vía fibra óptica modificando directa o externamente algunos de los parámetros la portadora luminosa.

En el contexto de este trabajo, en este capítulo se presenta el estudio de un esquema de transmisión vía fibra óptica, utilizando una subportadora de pulsos, modulada en duración de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Un aspecto particular de este trabajo es que la subportadora PWM, modula un retardo óptico, en lugar de la intensidad óptica. La modulación de retardos, es una técnica novedosa para la transmisión de información

y el retardador óptico es un modulador electro-óptico de fase basado en sustrato de Niobato de Litio (LiNbO_3).

4.2 MODULACION TEMPORAL DE PULSOS

En el marco de las técnicas de modulación temporal de pulsos, la técnica más simple de realizar, es la modulación por ancho de pulsos (PWM). Como se describió en la sección 2.3 del capítulo 2, la modulación PWM se genera al muestrear una señal $m(t)$, mediante una señal triangular, lo que permite generar una señal de pulsos con ancho variable. El esquema de la figura 4-1 muestra el diagrama a bloques de un generador de señales PWM que se utiliza como bloque generador de una subportadora PWM, la cual puede transmitirse por sistemas de comunicaciones vía fibra óptica. En este caso, el generador PWM, combina una señal de video en banda base (0-6 MHz) y una señal de audiofrecuencias (0-20 KHz), la cual modula la frecuencia de una subportadora de 6.2 MHz.

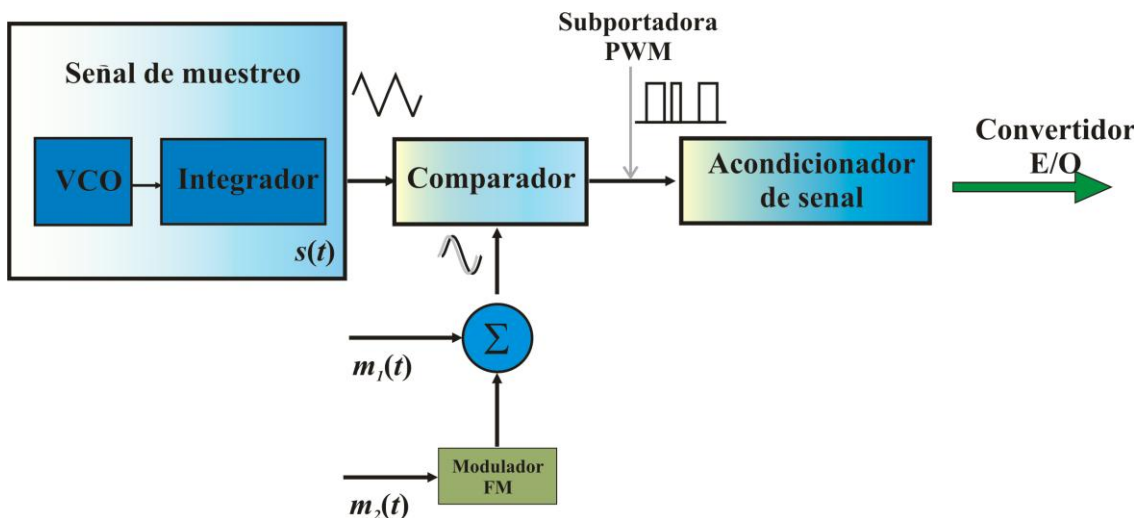


Figura 4-1. Generación de señales PWM

En el esquema de generación PWM, el oscilador controlado por voltaje (VCO, por sus siglas en inglés), genera una señal cuadrada que pasa por un integrador, lo que

proporciona la señal triangular $s(t)$ con una frecuencia $f_c = 21$ MHz. Este esquema realiza el muestreo natural de las señales de video y audio multicanalizadas. Un circuito comparador de voltaje de alta velocidad, genera la subportadora PWM $v_{pwm}(t)$. La subportadora se acopla al convertidor eléctrico/óptico E/O y la señal óptica equivalente será transmitida por un canal de fibra óptica.

Receptor PWM

El diagrama a bloques de un receptor de señales PWM, se muestra en la figura 4-2. El receptor está integrado por una etapa de amplificación y regeneración de los pulsos PWM; una etapa de demodulación PWM y una etapa de demultiplexación/demodulación de FM para la recuperación de las señales analógicas de información $m_1(t)$ y $m_2(t)$.

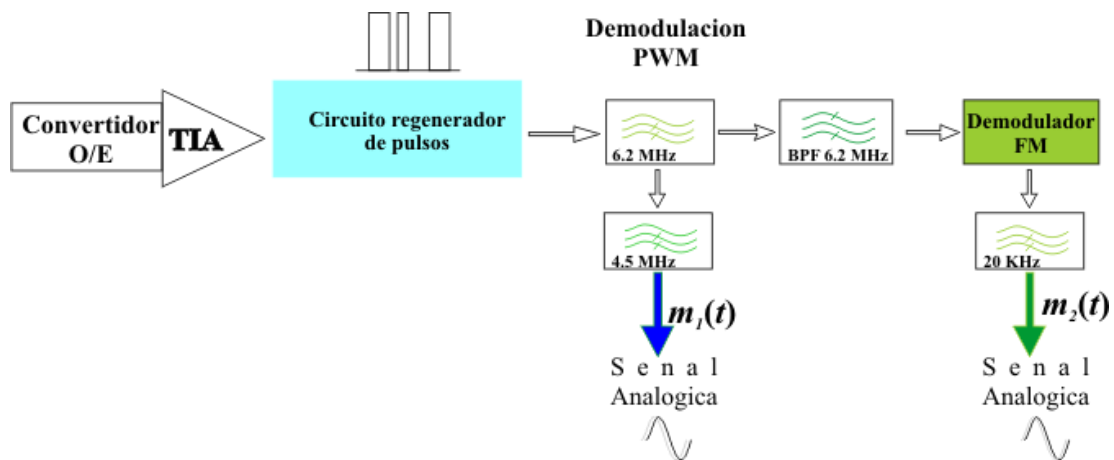


Figura 4-2. Receptor PWM

En el receptor, la señal PWM se demodula para recuperar las señales analógicas de audio y video. La demultiplexación de las señales de audio y video, se realiza mediante filtrajes pasa-bajas de las frecuencias de video (0-6 MHz) y el filtraje pasa-banda de la subportadora modulada en frecuencia. Esta última se demodula en frecuencia, lo que permite recuperar la señal de audiofrecuencia (0-20 KHz).

Las subportadoras se pueden transmitir vía fibra óptica modificando directa o externamente algunos de los parámetros la portadora luminosa.

4.3 MODULACION OPTICA

La modulación óptica permite imprimir una señal de información en una portadora óptica, modificando su intensidad, amplitud, frecuencia o fase [1]. La portadora óptica puede ser modulada directa (modulando la corriente de inyección de la fuente óptica) o externamente (mediante un modulador electro-óptico) [2]. En comunicaciones ópticas, la longitud de onda de la portadora óptica está centrada alrededor de 1300 o 1500 nm, de acuerdo a las ventanas de transmisión, que corresponden al mínimo de dispersión y atenuación, respectivamente.

En la figura 4-3 se muestra un esquema de comunicaciones por modulación óptica directa en intensidad, empleando subportadoras eléctricas. En esta técnica la intensidad luminosa es modificada variando la corriente que fluye en el dispositivo de generación óptica, alrededor de un punto de polarización y proporcional a la señal subportadora.

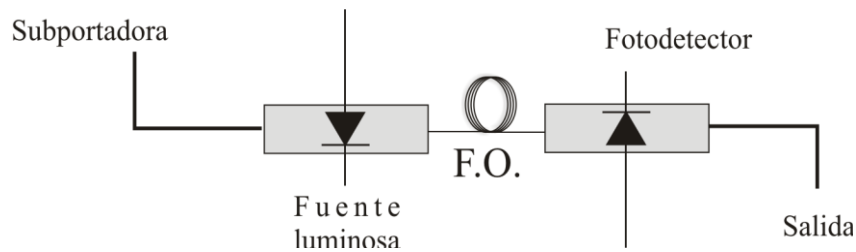


Figura 4-3. Esquema de Modulación óptica directa

En la figura 4-4, se muestra un esquema de comunicaciones ópticas con la fuente luminosa que emite una potencia óptica constante y la modulación óptica de intensidad ó fase, se realiza por medio de un modulador electro-óptico [3].

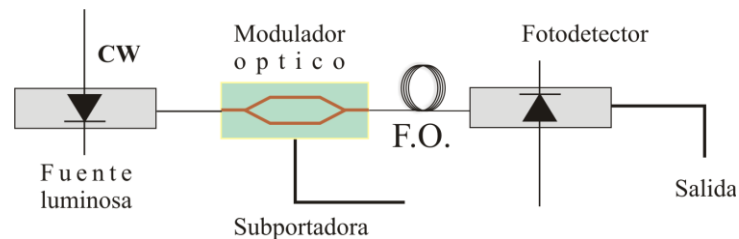


Figura 4-4. Esquema de Modulación óptica externa

En este trabajo de tesis, el esquema de comunicaciones ópticas desarrollado, se basa en la modulación externa, utilizando un modulador electro-óptico de Niobato de Litio. La transmisión óptica estudiada en esta tesis, utiliza un retardo óptico como portador de información. El retardo óptico es generado por un interferómetro de polarización, configurado mediante un modulador de fase óptica y una fuente luminosa de muy baja coherencia. El retardo óptico generado, se modula con la subportadora eléctrica PWM. Esta técnica de transmisión es novedosa ya que hasta la fecha no ha sido estudiada ampliamente. La técnica de modulación de retardos ópticos permite configurar esquemas de transmisión multi-canal, al poder generar retardos ópticos en cascada, los cuales pueden transmitirse por un solo canal de fibra óptica.

La generación, modulación, transmisión y detección de retardos ópticos, como técnica de transmisión óptica, se describe en las secciones siguientes de este capítulo.

4.4 TRANSMISIÓN DE PULSOS MODULADOS EN DURACIÓN UTILIZANDO UN RETARDO ÓPTICO COMO PORTADORA ÓPTICA

Una sub-portadora pre-modulada en duración de pulso, puede modular una señal óptica en intensidad ó fase, como se ha descrito en los párrafos anteriores. Un modulador de fase óptica, configurado con una guía de onda óptica birrefringente, puede utilizarse como retardador óptico cuando se utiliza como interferómetro de polarización. En este caso, la guía de onda óptica birrefringente, se coloca entre polarizadores ópticos de 45° y la luz de entrada a la guía de onda óptica se proyecta en dos modos perpendiculares,

transversal magnético y transversal eléctrico, según los ejes X y Z de la guía de onda óptica. La propagación luminosa tendrá lugar en la dirección Y. Los modos TM y TE, se propagan bajo los efectos de los índices de refracción extraordinario y ordinario, respectivamente. Los modos TM y TE, viajarán con velocidades distintas, dependiendo de los índices de refracción y a la salida de la guía de onda óptica, estarán defasados ó retardados, uno respecto del otro. El valor del retardo dependerá esencialmente de la diferencia de índices de refracción (birrefringencia) y de la longitud de la guía de onda óptica. El retardo óptico, o diferencia de camino óptico equivalente, podrá ser modulado por una señal eléctrica, aplicada a los electrodos asociados a la guía de onda óptica. El retardo óptico podrá entonces modularse con la señal subportadora de pulsos generada eléctricamente y transmitirse por un canal de fibra óptica.

4.4.1 Retardos Ópticos como portadores de información

La modulación de retardos ópticos se realiza mediante un modulador electro-óptico de fase, asociado a fuentes de baja coherencia, figura 4.5. Un retardo óptico se genera a partir de una diferencia de fase entre los modos TM y TE que se propagan en una guía de onda óptica birrefringente de longitud L. En esta condición, la diferencia de fase está dada por

$$\Delta\phi = k_0 [n_e(E) - n_o(E)] L \quad \dots(4.1)$$

En retardo óptico generado puede utilizarse como portador de información [6]. La condición necesaria de esta técnica es que el retardo óptico generado sea mayor que el tiempo de coherencia de la fuente óptica. La generación de retardos ópticos es realizable utilizando fuentes luminosas de espectro ancho, como los diodos emisores de luz (LED) ó los diodos superluminiscentes (DSL)

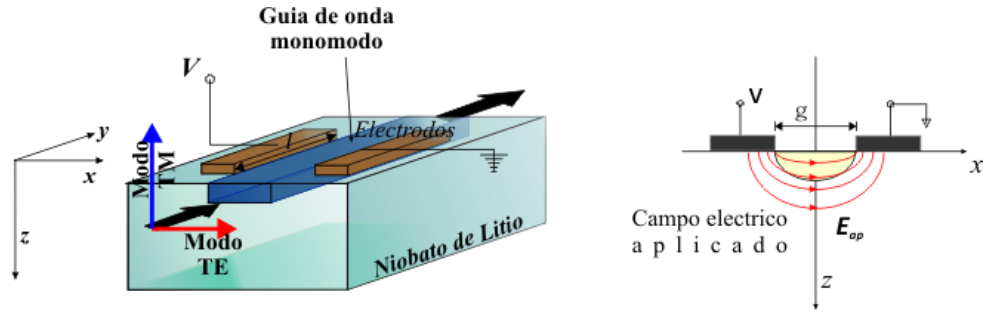


Figura 4.5 Modulador de Fase

La variación de índices de refracción en un modulador electro-óptico es función del campo eléctrico aplicado (E_{ap})

$$\Delta n = n_e(E_{ap}) - n_o(E_{ap}) = (n_e - n_o) + \frac{1}{2}(n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) E_{ap}$$

El retardo es equivalente a la diferencia de tiempos de propagación de los modos TM y TE. El retardo $\tau(E_{ap})$ está dado por

$$\tau(E_{ap}) = \Delta n \frac{L}{C_0}$$

$$\tau(E_{ap}) = \frac{(n_e - n_o)L}{C_0} + \frac{(n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) E_{ap} L}{2C_0}$$

$$\tau(E_{ap}) = \tau_0 + \Delta\tau_{inducido}(E_{ap}) \quad \dots(4.2)$$

Donde

$\tau(E_{ap})$ es el retardo óptico introducido entre los modos de propagación por efecto electro-óptico

τ_0 es el retardo óptico estático introducido por la birrefringencia de la guía de onda.

C_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

Pero sabiendo que el campo eléctrico aplicado proviene de una fuente de voltaje, en cuyo caso puede representar una señal dinámica de información, variando con el tiempo al igual que los índices de información.

$$\Delta n(E_{ap}(t)) = n_e - \frac{n_e^3 r_{33} E_{ap}(t)}{2} - \left(n_o - \frac{n_o^3 r_{13} E_{ap}(t)}{2} \right) \quad \dots(4.3)$$
$$\Delta n(E_{ap}(t)) = (n_e - n_o) + \frac{1}{2} (n_o^3 r_{13} - n_e^3 r_{33}) E_{ap}(t)$$

La variación del retardo se representa por

$$\tau(t) = \tau_0 + \Delta\tau(t)$$

El retardo inducido cambia dinámicamente de acuerdo a la señal eléctrica aplicada, pudiendo ser utilizada como una portadora de información.

4.4.2 Esquema de transmisión utilizando un retardo óptico

El esquema para la transmisión de una subportadora de pulsos PWM utilizando modulación de de retardo óptico se muestra en la figura 4-6. En el transmisor se utiliza una fuente luminosa de baja coherencia acoplada a un retardador electro-óptico. El retardo modulado con la señal PWM, se transmite por un canal óptico. En el receptor, la detección de la información impresa en el retardo se realiza mediante un segundo retardador óptico, el cual introduce un retardo del mismo valor que el modulador en el transmisor. Esta condición mide la auto-correlación de la luz recibida y un fotodetector permite recuperar los pulsos PWM.

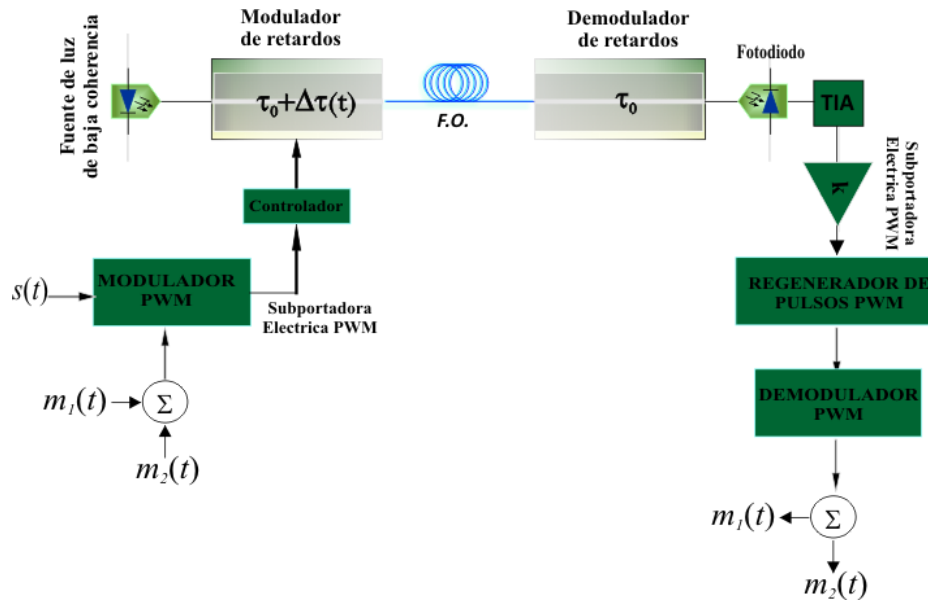


Figura 4-6. Transmisión de subportadoras PTM utilizando un retardo óptico

Modulación de retardo óptico

La modulación de retardo se lleva a cabo cuando el voltaje de la subportadora PWM se acopla a los electrodos de un modulador de fase electro-óptico. El retardador óptico se configura como un interferómetro de polarización dinámico e introduce un retardo óptico $\tau(t)$. El esquema es mostrado en la figura 4-7.

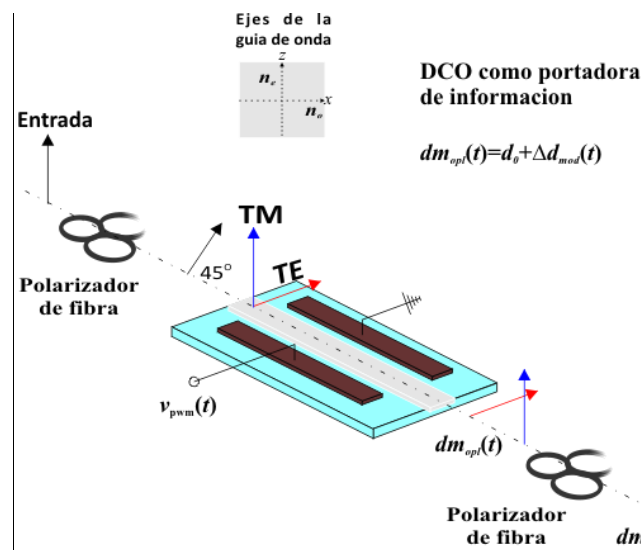


Figura 4-7. Modulador de retardo

Se puede estimar la diferencia de camino óptico estática que introduce un cristal de $LiNbO_3$ de longitud $L=30$ mm, a una longitud de onda óptica $\lambda=1.310$ μm , tomando los valores de la tabla 1-1, se obtiene

$$dm_{\text{NbLiO}_3} = d_0 = 2.30265 \text{ mm}$$

La modulación de un retardo óptico se realiza cuando la señal PWM varía dinámicamente el valor del retardo óptico y se genera un componente $\Delta\tau(t)$, en función del campo eléctrico inducido por el voltaje de la señal PWM.

El retardo inducido se vuelve dependiente del tiempo por efecto del voltaje de modulación

$$\tau(t) = \tau_0 + \Delta\tau(t) \quad \dots(4.4)$$

El retardo modulado por la subportadora PWM expresado por su equivalente DCO está dado por

$$dm_{\text{opl}}(t) = d_0 + \Delta d_{\text{mod}}(t) \quad \dots(4.5)$$

La DCO estática está definida por la ecuación 3-27 en el capítulo 3 como $d_0 = (n_o - n_e)L$. El termino modulante está dada por

$$\Delta d_{\text{mod}}(t) = \frac{\lambda_0}{2} \frac{v_{\text{pwm}}(t)}{v_\pi} \quad \dots(4.6)$$

Donde $v_{\text{pwm}}(t)$ es el voltaje modulante de la subportadora PWM, λ_0 es la longitud de onda óptica y v_π es el voltaje de media onda del modulador.

A partir de la ecuación 4.6

$$dm_{opl}(t) = d_0 + [K \bullet v_{pwm}(t)] \quad \dots(4.7)$$

La transmitancia del retardo óptico es dependiente de la diferencia de fase entre los dos modos TM y TE. La diferencia de fase está dada por

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= k_0 \Delta n L \\ \Delta\phi &= \phi_0 - \pi \frac{V}{V_\pi} \end{aligned} \quad \dots(4.8)$$

La función de transferencia del modulador, figura 4-8, es dependiente del voltaje PWM aplicado

$$\begin{aligned} T(V) &= \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \\ T(V) &= \sin^2\left[\frac{\phi_0}{2} - \frac{\pi V_{pwm}(t)}{2V_\pi}\right] \end{aligned} \quad \dots(4.9)$$

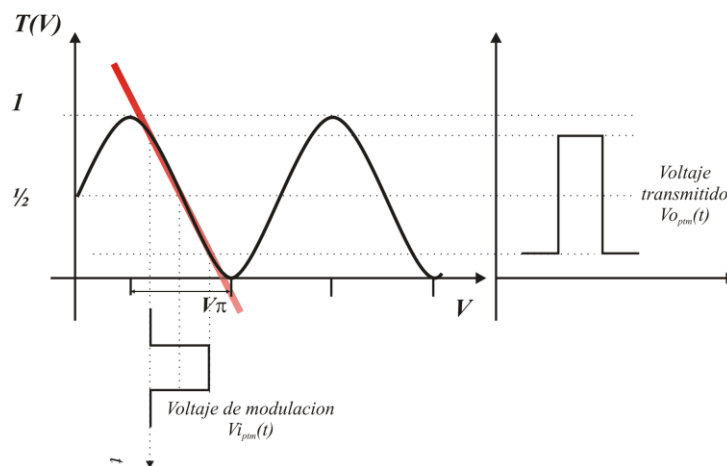


Figura 4-8. Función de transferencia de un modulador de retardos

La onda a la salida del modulador en función del retardo óptico (τ_0) y de la onda luminosa incidente $u(t)$, está dada por

$$s_{TX}(t) = \frac{1}{2}u(t) + \frac{1}{2}u[t - \tau_0] \quad \dots(4.10)$$

La intensidad detectada a la salida del modulador en función del retardo o diferencia de camino introducida se obtiene a partir de

$$I(t)_{TX} = \langle |s_{TX}(t)|^2 \rangle = \frac{1}{4} \langle u(t) + u(t - \tau_0) \rangle \langle u^*(t) + u^*(t - \tau_0) \rangle \quad \dots(4.11)$$

$$I(t)_{TX} = \frac{1}{2}I_0 + \frac{1}{2} \text{Re} \langle u(t) + u^*(t - \tau_0) \rangle$$

Comparando con la ecuación 3.22

$$\text{Re} \langle u(t) + u^*(t - \tau_0) \rangle = \text{Re} \{ \gamma(\tau) \} = I_0 |\gamma_0(\tau)| \cos \varphi(\tau) \quad \dots(4.12)$$

ademas $\varphi(\tau) = \frac{2\pi}{\lambda_0} \tau_0$

Finalmente se tiene

$$I(t)_{TX} = \frac{1}{2}I_0 + \frac{1}{2}I_0 \left[|\gamma_0(\tau_0)| \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \tau_0 \right) \right] \quad \dots(4.13)$$

La expresión 4.13 indica que la intensidad luminosa a la salida del modulador corresponde a la superposición de una intensidad constante y un término que representa la auto-correlación de la luz.

Demodulador de retardo

El retardo óptico τ_0 (diferencia de camino óptico d_0) cuando es utilizado como portador de información está modulado dinámicamente alrededor del retardo estático τ_0 ó d_0 . La información transmitida es recuperada mediante la detección del retardo óptico, lo cual se logra con un segundo retardador ajustado a d_0 .

El demodulador de retardo puede configurarse con otra guía de onda birrefringente o con un segmento de fibra que mantiene la polarización (FMP), que también es birrefringente. Estos dos esquemas se muestran en la figura 4-9.

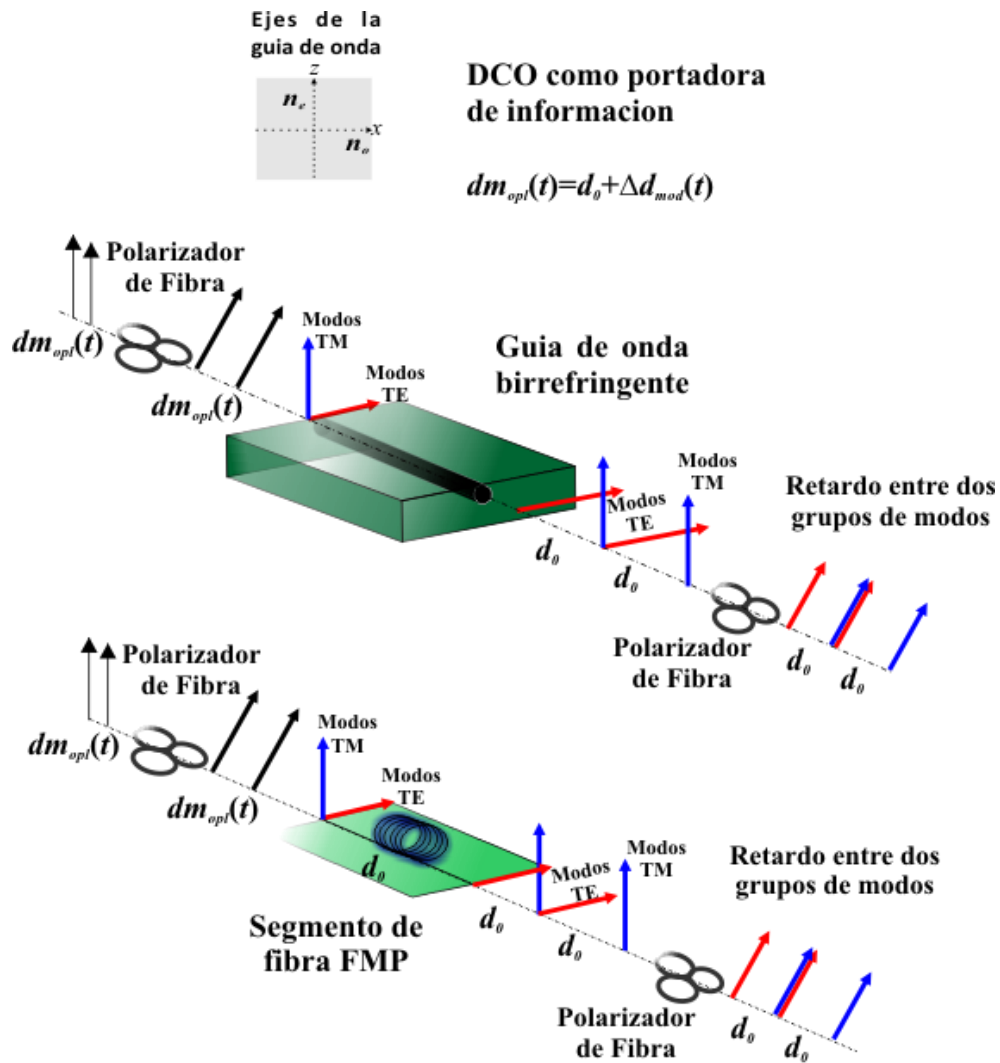


Figura 4-9. Demoduladores de retardo óptico empleando guías de onda birrefringentes

A la salida del segundo retardador (demodulador), la variación de τ_0 en función del voltaje de la subportadora PWM se detecta como una variación de intensidad óptica.

$$s_{RX}(t) = \frac{1}{2} s_{TX}(t) + \frac{1}{2} s_{TX}(t - \tau_0)$$

La detección se logra cuando el demodulador introduce una diferencia de camino óptico equivalente a τ_0 . La intensidad a la salida del demodulador es

$$I(t)_{RX} = \langle s_{RX}(t) \rangle \langle s_{RX}^*(t) \rangle$$

$$I(t)_{RX} = \frac{1}{4} I_0 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left| G \left[\tau_0 - \tau_0 - \Delta\tau(v_{pwm}(t)) \right] \right| \cos 2\pi\nu \left[\tau_0 - \tau_0 - \Delta\tau(v_{pwm}(t)) \right] \right\}$$

...(4.14)

Al considerar que el retardo esta variando alrededor de τ_0 y que su valor es mucho mayor al tiempo de coherencia de la fuente τ_c , la intensidad detectada a la salida del demodulador es

$$I(\tau_0)_{RX} = I_0 \left\{ \frac{1}{4} + \frac{1}{8} \cos 2\pi\nu \left[\Delta\tau(v_{pwm}(t)) \right] \right\}$$

...(4.15)

El retardo modulado por la subportadora PWM, $\Delta\tau(v_{pwm}(t))$, puede ser detectado como una variación de intensidad sobre la auto-correlación de la luz recuperada. La representación grafica de la variación de la intensidad se muestra en la figura 4-10.

La variación temporal de la intensidad presenta una región lineal (región sombreada) centrada en un valor $I_0/4$ a un valor temporal de $t=T/4$, entonces, una detección lineal se logra cuando el retardo del demodulador se ajusta al valor dentro de la zona lineal [7].

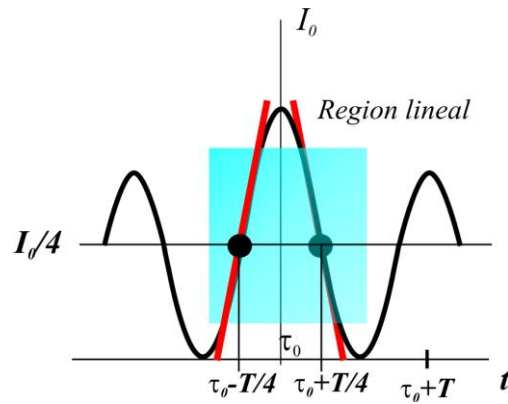


Figura 4-10. Detección lineal de un retardo óptico

Ajustando el demodulador para una detección lineal al valor

$$\tau = \tau_0 - \frac{T}{4} \quad \dots(4.16)$$

Y sustituyéndolo en 4.23

$$I(t)_{RX} = I_0 \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{8} \cos \left[2\pi\nu\Delta\tau_s(t) - \frac{T}{4} \right] \right) \quad \dots(4.17)$$

Se llega finalmente a

$$I(t)_{RX} = \frac{I_0}{4} \left(1 + \frac{1}{2} \text{sen} \left[2\pi\nu\Delta\tau_s(t) \right] \right) \quad \dots(4.18)$$

Esta condición mide la auto-correlación de la luz recibida y un fotodetector permite recuperar los pulsos PWM.

4.5 CONCLUSIONES

La configuración de sistemas de comunicaciones ópticos vía fibra óptica para la transmisión de señales de audio y video analógicos multicanalizadas en una

subportadora de pulsos PWM, es posible utilizando retardos ópticos como portadores. Los retardos ópticos o DCO's son generados por moduladores de fase electro-ópticos de Niobato de Litio, en configuración de interferómetros de polarización, y fuentes de muy baja coherencia en emisión continua, y modificados dinámicamente alrededor de su valor estático τ_0 o d_0 por la señal PWM. Otro interferómetro de polarización es utilizado para recuperar la información contenida por el retardo.

El receptor consiste de un demodulador óptico y un demodulador PWM. El demodulador de retardo óptico genera un segundo retardo o DCO centrado alrededor del valor estático del modulador y se puede implementar utilizando una guía de onda birrefringente rectangular o con un segmento de fibra que mantiene la polarización (FMP). El receptor PWM dos bloques principales, uno encargado de recuperar los pulsos y el otro de demulticanalizar/demodular las señales transmitidas. La recuperación se logra a través de una amplificación y regeneración de los pulsos, el proceso siguiente es separar las dos señales analógicas de la portadora y entre sí.

La intensidad luminosa a la salida del modulador en función de la diferencia de camino óptico representa la superposición de una intensidad constante y un término que representa la auto-correlación de la luz incidente y el demodulador representa el medio para medirla. Utilizando un fotodetector es posible recuperar los pulsos PWM.

4.6 REFERENCIAS

- [1] Bob Chomycs. *Planning Fiber Optics Networks*. Mc Graw Hill, 2009.
- [2] Wangzhe Li and Jianping Yao. Microwave Generation Base on Optical Domain Microwave Frequency Octupling. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, VOL. 22, NO. 1, JANUARY 1, 2010.
- [3] A Donaldson. Candidate materials and technologies for integrated optics: fast and efficient electro-optic modulation. *J. Phys. D: Appl. Phys.* 24 (1991) 785-802.
- [4] Michael Bass. *Handbook of Optics Vol. V, Atmospheric Optics, Modulators, Fiber optics, X-ray and Neutron optic*. McGraw Hill, Inc. 2010

- [5] Azzedine Boudrioua. *Photonic Waveguides, Theory and Applications*. John Wiley and Sons, first edition 2009
- [6] J. Santos-Aguilar. *Detección de Campos Eléctricos utilizando Retardadores Ópticos en Tecnología de Óptica integrada*. Tesis maestría, INAOE 2005
- [7] J. Santos-Aguilar, M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez, “Photonic Filtering for Optical sources of wide-band spectra using birefringent optical fiber”, 7th Ibero-American Conference on Optics, RIAO 2010
- [8] Gerd Keiser. *Optical Fiber Communications*. McGraw Hill, Second Edition.
- [9] William S. Chang. *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*. Cambridge University Press 2002
- [10] John M. Senior. *Optical Fiber Communications*. Prentice-Hall International, 1985
- [11] B. Wilson and Z. Ghassemlooy, “Optical pulse width modulation for electrically isolated analogue transmission”, *J. Phys. E:Sci. Instrum.*, Vol. 18, 1985.
- [12] S. Y. Suh, “Pulse Width Modulation for Analog Fiber-Optic Communications”, *Journal of Lightwave Technology*. Vol. LT-5, January 1987
- [13] C. Gutiérrez-Martínez, J. Santos-Aguilar, J. A. Torres-Fórtiz, and A. Morales-Díaz. “Using photonic filters for tuning dispersion-induced microwave transmission windows on radio over fiber schemes”, *Dig. 2007 IEEE-SBMO International Microwaves and Optoelectronics Conference (IMOC 2007)*, pp. 450-453, Salvador, Bahía, BRAZIL, October 30-November 1, 2007.
- [14] Amnov Yariv and Pochi Yeh. “*Optical Waves in crystals, propagation and Control of laser radiation*” John Wiley and Sons, 1984.
- [15] Jean-Pierre Goedgebuer, Henri Porte and Pascal Mollier. Coherence, “Modulation and correlation of stochastic light fields”, *J. Phys. III France* 3 (1993) 1413-1433. July 1993.
- [16] 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, and Donald E. Bossi. A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems. *IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS*, VOL. 6, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 2000

CAPÍTULO 5

Esquema experimental de transmisión de sub-portadoras de pulsos y modulación de retardo luminoso

5.1 INTRODUCCIÓN

Un sistema de comunicaciones ópticas permite la transmisión de información, utilizando sub-portadoras analógicas y/o digitales, las cuales modulan la señal óptica (intensidad, amplitud, fase ó frecuencia). En esquemas que utilizan una sub-portadora eléctrica, la señal de información pre-modula, como paso previo a la transmisión óptica. Las técnicas de modulación temporal de pulsos (PTM), representan una alternativa atractiva para la transmisión de información, aprovechando las ventajas de utilizar pulsos como sub-portadoras. Como se ha descrito en el capítulo 4 de este trabajo, la modulación por ancho de pulsos (PWM) es una técnica sub-portadora, en la cual la información se imprime en la duración de los pulsos. Una ventaja de esta técnica es su realización simple y se utiliza para la transmisión de señales de voz, video, instrumentación, etc.

En este capítulo se describen y presentan los resultados experimentales del desarrollo de un sistema de comunicaciones vía fibra óptica para la transmisión de audio y video, en una combinación basada en sub-portadora eléctrica PWM y un retardo óptico como portador de la señal PWM. El esquema experimental está formado por un transmisor óptico, el cual es esencialmente un bloque generador de un retardo óptico, que se modula con la señal PWM. El receptor óptico, es un demodulador de retardo óptico, el cual mide la auto-correlación de la señal óptica recibida, permitiendo recuperar la señal sub-portadora PWM.

El generador de retardo óptico es un interferómetro de polarización, basado en un modulador electro-óptico de fase de Niobato de Litio (LiNbO₃), colocado entre dos polarizadores ópticos de 45° [1, 2, 3, 4]. Las fuentes luminosas mejor adaptadas a la generación de retardos ópticos, son las fuentes de muy baja coherencia, en particular, los diodos emisores de luz (DEL's) y los diodos super-luminiscentes (DSL's). El retardador electro-óptico genera un retardo óptico (τ_0) ó su equivalente diferencia de camino óptico (d_0), cuando la luz polarizada a 45° a la entrada del retardador, se proyecta en los modos de propagación TE y TM, como se he descrito en el capítulo anterior. La señal PWM, $v_{pwm}(t)$, modulará al retardo óptico y éste será transmitido por el canal óptico. En el receptor, el demodulador de retardo óptico emplea un segundo interferómetro de polarización, construido con fibra de alta birrefringencia (FMP), la cual introduce un segundo retardo óptico. La demodulación del retardo óptico tendrá lugar únicamente cuando los dos retardos sean iguales. En esta condición, la salida del interferómetro demodulador será un paquete de franjas de interferencia, correspondientes a la medida de la auto-correlación óptica recibida. Las franjas de interferencia pueden detectarse como una variación de intensidad óptica, alrededor del retardo óptico. Un foto-detector PIN, convierte la señal óptica en una señal eléctrica correspondiente a la sub-portadora PWM transmitida.

5.2 Modulación y demodulación experimental de la sub-portadora PWM

5.2.1 Modulación de sub-portadora PWM

El esquema de la figura 5-1 representa un modulador PWM, basado en los principios descritos en el capítulo anterior. La señal de información se compara con una señal triangular y mediante un muestreo natural, un comparador rápido genera la señal modulada PWM, de acuerdo con la regla siguiente:

Sí $m(t) >$ señal de referencia, $s(t) \rightarrow$ "1" alto

Sí $m(t) \leq$ señal de referencia, $s(t) \rightarrow$ "0" bajo

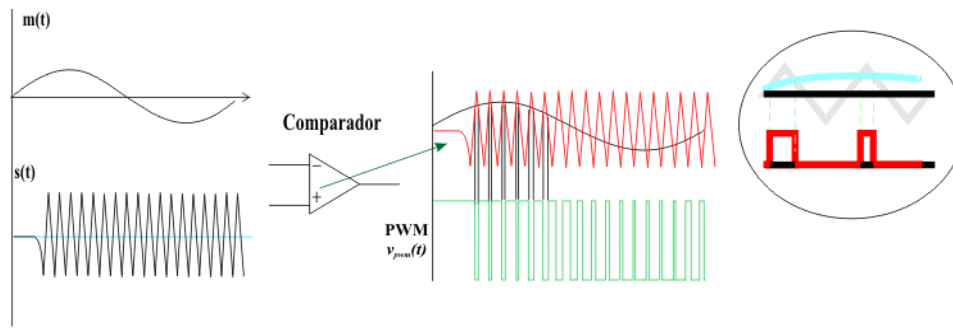


Figura 5-1. Generación de una sub-portadora PWM

La subportadora PWM, generada experimentalmente se muestra en los oscilogramas de la figura 5-2.

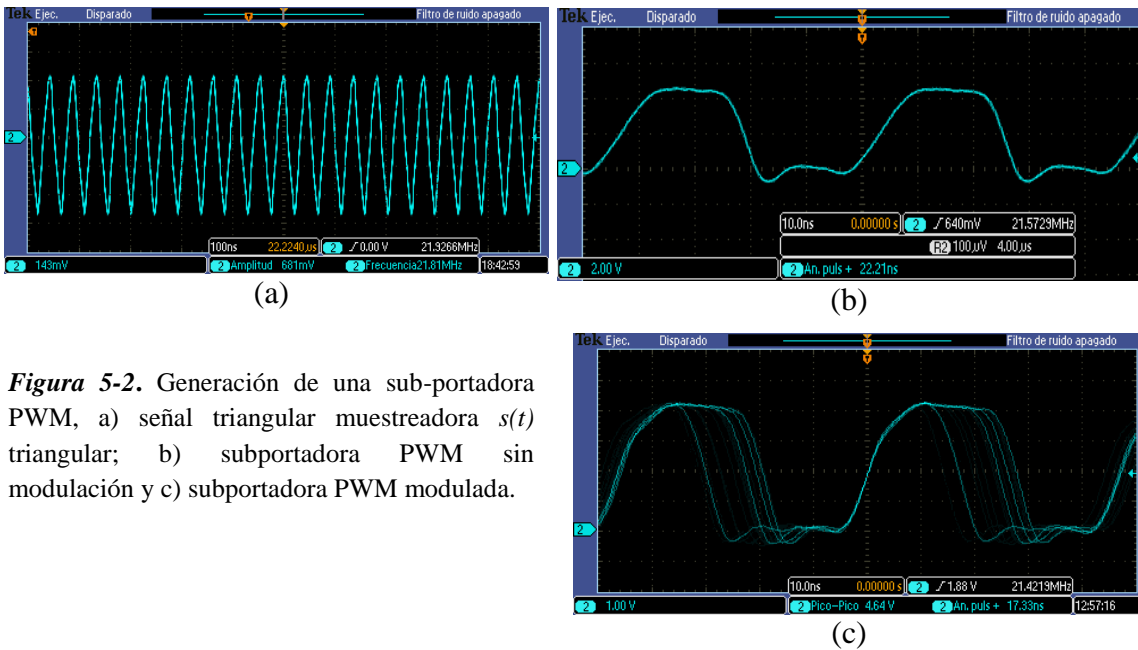


Figura 5-2. Generación de una sub-portadora PWM, a) señal triangular muestreadora $s(t)$ triangular; b) subportadora PWM sin modulación y c) subportadora PWM modulada.

El ancho de la subportadora de pulsos $b_s(t)$ se modifica por la señal $m(t)$ con un índice de modulación M_{pwm} , de acuerdo con la expresión (2.20)

$$b_s(t) = b_0 [1 + M_{pwm} m(t)]$$

El índice de modulación está dado por $M_{pwm} = \frac{\Delta b}{b_{\max} - b_{\min}}$

Donde Δb representa la máxima excursión de los pulsos PWM bajo modulación

Y la subportadora PWM bajo modulación

$$v_{pwm}(t) = \frac{Vb_s(t)}{T_s} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V}{n\pi} \sin(n\pi f_s b_s(t)) \cos(n2\pi f_s t)$$

5.2.2 Demodulación de la sub-portadora PWM

Un esquema de detección de dos señales analógicas multi-canalizadas, video $m_1(t)$ y audio $m_2(t)$, se muestra en la figura 5-3. La portadora óptica recuperada del medio de transmisión es detectada y convertida en su correspondiente señal eléctrica de voltaje por el fotoreceptor, a través de un fotodiodo en configuración de amplificador de transimpedancia (TIA), y enviada a un regenerador de pulsos. El circuito regenerador de está integrado por un amplificador de alta ganancia y un circuito de ajuste de nivel de corriente directa (CD), la cual se acopla a un comparador, lo que permite reconstruir los pulsos PWM recuperados del enlace óptico. De acuerdo a lo visto en capítulos anteriores para la señal de información es recuperada a través de un filtraje pasabajos.

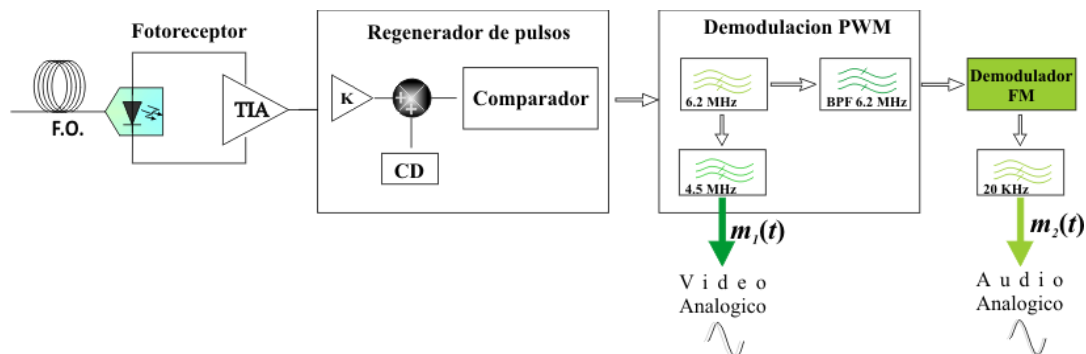


Figura 5-3. Recuperación de señales de baja frecuencia en un receptor PWM

El esquema anterior utiliza un filtro pasabajas (LPF) con una frecuencia de corte $f_c \approx 6.2 \text{ MHz}$ para separar las dos señales multicanalizadas de la subportadora de pulsos. La señal de video se recupera empleando otro filtro pasabajas con una $f_c \approx 4.5 \text{ MHz}$. La señal de audio es enviada en una portadora de 6.2 MHz modulada en FM, la cual se separa de la señal de video utilizando un filtro pasabandas (BPF) y acoplada a un demodulador de FM. La señal de audio se recupera utilizando un FPB con una $f_c \approx 20 \text{ KHz}$.

5.3 Esquema experimental para la transmisión de una sub-portadora PWM y retardo óptico como portadora luminosa

En la figura 5-4 se presenta esquemáticamente un sistema de comunicaciones ópticas para la transmisión de sub-portadoras PWM y retardo óptico como portador luminoso. El esquema de transmisión desarrollado en este trabajo, tiene como propósito principal, demostrar la transmisión simultánea de señales de video y audio, en un esquema eléctrico multi-canal (video en banda base y audio impreso en una señal portadora modulada en frecuencia).

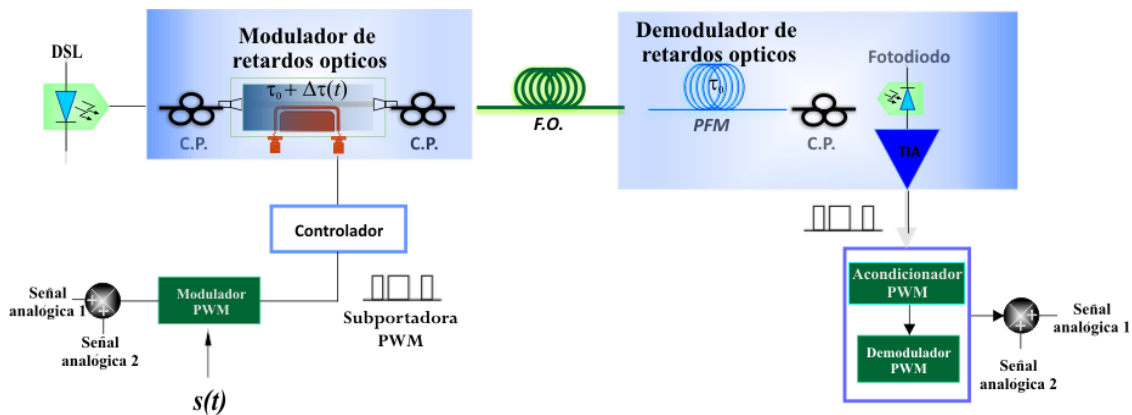


Figura 5-4. Esquema de comunicaciones para la transmisión de una sub-portadora PWM y modulación de retardo óptico.

El sistema desarrollado, envía y recupera señales de audiofrecuencia y video analógicos, impresos en la sub-portadora de pulsos $v_{pwm}(t)$, bajo la técnica de pre-modulación

(PWM) y empleando un retardo óptico como portadora luminosa. En el esquema experimental, se utiliza un diodo super-luminiscente (DSL) como fuente óptica, la cual emite luz en una longitud de onda central de 1300 nm. El retardo óptico estático se genera mediante un modulador de fase electro-óptico, colocado entre polarizadores ópticos de 45°. El retardo óptico se modula dinámicamente, cuando se aplica el voltaje $v_{pwm}(t)$ a los electrodos del modulador. En el receptor, la demodulación del retardo óptico se realiza mediante un segundo interferómetro de polarización, consistente en un segmento de fibra óptica birrefringente (fibra que mantiene la polarización, FMP), el cual introduce un retardo estático del mismo valor al introducido por el bloque transmisor [4].

5.3.1 Caracterización de los dispositivos optoelectrónicos y electro-ópticos

El retardo óptico es medido de manera experimental con un interferómetro de Michelson automatizado; este instrumento permite medir la diferencia de camino óptico (DCO), que introduce el modulador electro-óptico en el transmisor.

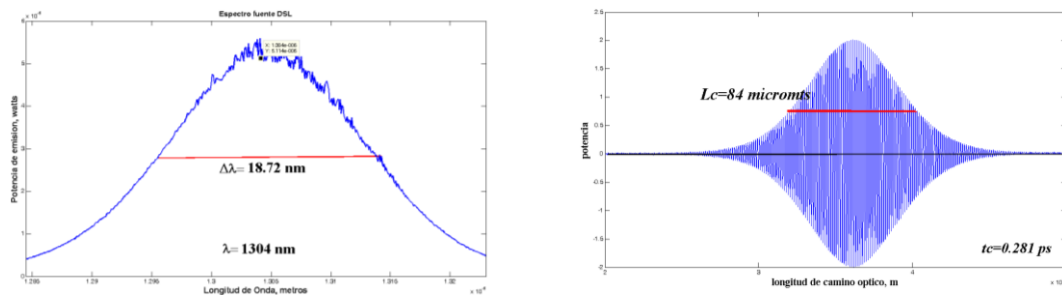
Los elementos esenciales que integran el esquema de comunicaciones propuesto, se detallan en la figura 5-4. En el transmisor: un diodo super-luminiscente de baja coherencia, un modulador electro-óptico de fase, polarizadores de fibra óptica y un canal óptico (500 m de fibra estándar monomodo). En el receptor: polarizadores ópticos, un demodulador óptico de fibra birrefringente, un fotoreceptor con fotodiodo tipo PIN y un bloque electrónico demodulador de pulsos para la recuperación de las señales de audio y video.

Diodo superluminiscente (DSL)

Los elementos optoelectrónicos y guías de onda fueron caracterizados empleando un analizador de espectros ópticos y un interferómetro de Michelson automatizado.

En la figura 5-5a se presenta el espectro óptico de emisión y la función de auto-correlación del DSL. El espectro está centrado en una longitud de onda de 1300 nm. La medición de la función de auto-correlación del DSL, mediante un interferómetro de Michelson, permite conocer su longitud de coherencia ($L_c = 84 \mu\text{m}$). Las franjas de interferencia de la función de auto-correlación de la DSL se muestran en la figura 5-5b.

Espectro Óptico de la DSL



$$\lambda_c = 1304 \text{ nm}$$

$$\Delta\lambda \approx 18.72 \text{ nm}$$

$$L_c = 84 \mu\text{m}$$

$$t_c = 0.281 \text{ ps}$$

Figura 5-5. Características espectrales y temporales de la fuente DSL

Modulador de fase electro-óptico

El esquema de un interferómetro de polarización, funcionando como modulador de retardo se muestra en la figura 5-6. Un interferómetro de polarización, se realiza, asociando un modulador electro-óptico de fase de Niobato de Litio (LiNbO_3), colocado entre polarizadores ópticos de 45° . El modulador de fase es una guía de onda óptica realizada en un cristal de LiNbO_3 , en corte-Z y propagación Y. De acuerdo con el principio de funcionamiento descrito en el capítulo anterior, cuando la luz incidente a la entrada de la guía de onda óptica está polarizada a 45° , en la guía de onda se proyectarán los modos perpendiculares transversal eléctrico (TE) y Transversal magnético (TM). Estos modos viajarán a velocidades diferentes en la guía de onda óptica y a la salida de la misma, mostrarán un retardo estático (retardo τ_0 , DCO d_0), cuyo valor es proporcional al producto de la birrefringencia de la guía de onda ($n_e - n_o$) por la longitud de la guía de onda óptica (L).

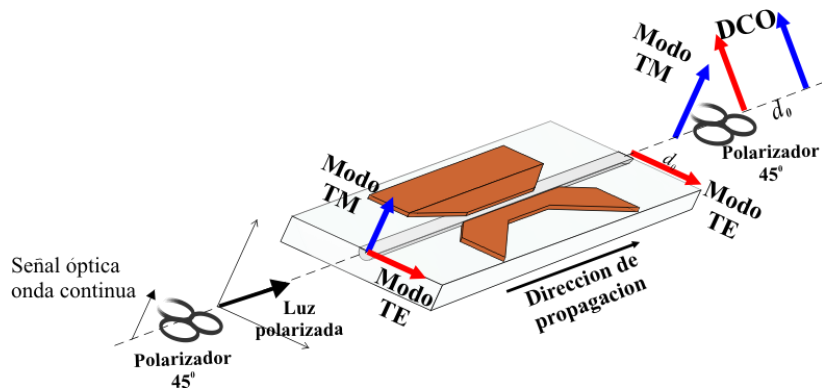


Figura 5-6. Modificador de coherencia

La señal de salida del modificador de retardo está dada por la expresión (4-12) y su función de auto-correlación presenta franjas de interferencia centrados a la distancia de la diferencia de camino óptico ($\pm d_0$) introducida por el modificador.

Los principales parámetros del modificador de retardo, para una longitud de onda de 1300 nm, se enlistan en la tabla 5-1.

Cristal Electro-Óptico	
Guía de onda	LiNbO ₃
Diferencia de camino óptico estático	$d_0=2.21$ mm
Retardo estático	$\tau_0= 7.17$ ps
Longitud	$L= 28$ mm
Pérdidas de inserción	≈ 10 dB

Tabla 5-1. Características del modificador electro-óptico

Respuesta electroóptica de modificador de retardo

La función de transferencia electro-óptica del modificador de retardo se determina aplicando un voltaje de corriente directa a los electrodos del modificador y se mide la potencia óptica transmitida por el dispositivo. La curva de transferencia experimental del modificador utilizado, se presenta en la figura 5-7.

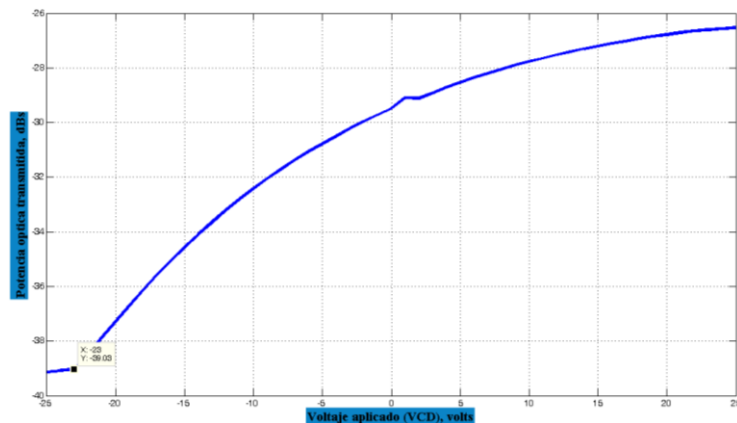


Figura 5-7. Respuesta electro-óptica del modulador de retardo óptico

De la curva de transferencia, se puede observar la respuesta en un intervalo de voltajes entre -25 y + 25 VCD. Se identifica una región lineal en el intervalo de voltajes entre -5 y + 5 VCD. Esta región será utilizada para la modulación electro-óptica, aplicando la señal variable PWM.

Realización del demodulador de retardo óptico

La detección del retardo se realiza mediante el demodulador de retardo óptico, en forma de un segundo interferómetro de polarización, construido con un segmento de fibra birrefringente, colocado entre dos polarizadores ópticos de 45°. A esta configuración, en nuestro laboratorio, la hemos denominado filtro fotónico, por ser una configuración que permite modificar espectros ópticos e igualmente generar retardos luminosos [4, 6, 7, 8]. La configuración del filtro fotónico ó retardador óptico, se muestra en la figura 5-8.

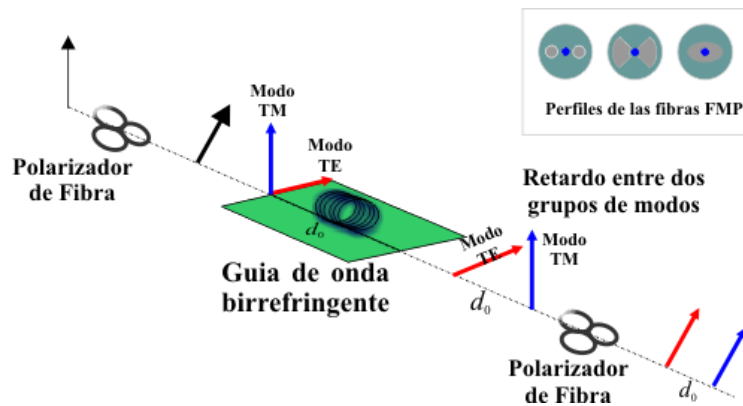


Figura 5-8. Demodulador de retardo óptico

La diferencia de camino óptico introducida por el filtro fotónico, construido por 5.052 m de fibra PMF HBT-1500T, es de 2.22 mm. Este retardo ha sido medido con un interferómetro de Michelson, de manera similar a la medición del modulador de retardo. Los valores de diferencia de camino óptico, generados tanto por el modulador como por el demodulador son prácticamente del mismo valor. Esta condición asegura que la señal PWM, que modula el retardo transmisor, podrá ser recuperada en el receptor óptico. Esta condición se describe en la sección siguiente.

Adaptación de los retardos ópticos para el proceso de modulación-demodulación de retardo óptico.

El principio de generación-detección de un retardo óptico se esquematiza en la figura 5-9. En este esquema, el modulador electro-óptico retardador introduce una diferencia de camino óptico d_0 . El demodulador introduce igualmente d_0 . Cuando ambos dispositivos se colocan en cascada, la luz transmitida generará interferencia alrededor de la diferencia de camino óptico d_0 , a la salida del demodulador de retardo. La interferencia se detecta midiendo la función de auto-correlación luminosa, a la salida del demodulador de retardo. La interferencia óptica es detectada como una variación de intensidad luminosa por el foto-detector.

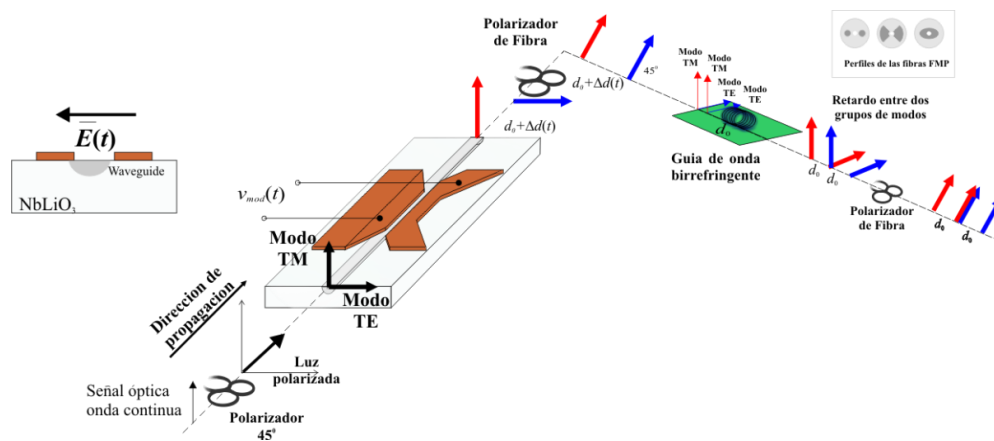


Figura 5-9. Modulador y demodulador de retardo óptico, conectados en cascada

La auto-correlación a la salida del modulador muestra dos paquetes de interferencia separados por la DCO= d_0 (diferencia de camino óptico) así como la zona de detección (figura 5-10a), el paquete de franjas a la salida del demodulador al estar dentro de esta zona (figura 5-10b) permite su detección.

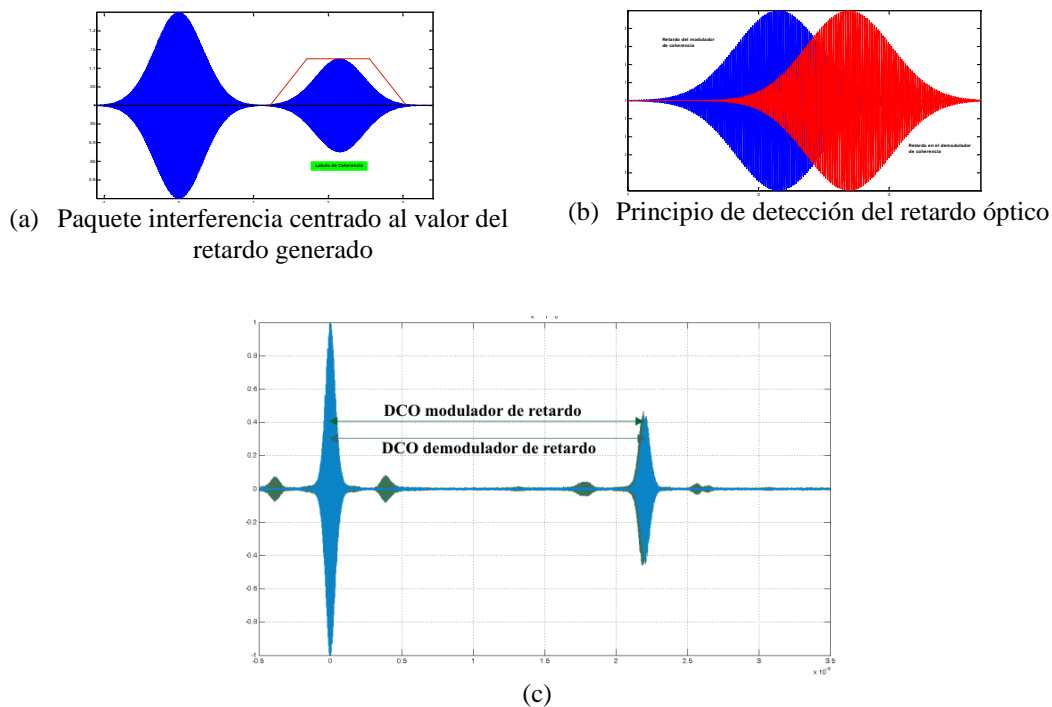


Figura 5-10. Funciones de de auto-correlación medidas experimentalmente del modulador y demodulador de retardo óptico

Las funciones de auto-correlación medidas experimentalmente con un interferómetro de Michelson del modulador y demodulador de retardo, conectados en cascada se muestran en la figura 5-10c.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

El esquema de la figura 5-4 representa el enlace óptico experimental, utilizando un retardo óptico, como portador de la señal PWM, pre-modulada con información de audio y video.

5.4.1 Transmisor óptico

El retardo ó la diferencia de camino óptico equivalente d_0 , se modula dinámicamente por la señal eléctrica $v_{pwm}(t)$. Bajo esta condición, la diferencia de camino óptico es utilizada como portadora de información y su valor modulado esta dado

$$dm(t) = d_0 + \Delta d [v_{pwm}(t)]$$

Donde

$$\Delta d_{\text{mod}}(t) = \Delta d_{\text{mod}} [v_{pwm}(t)] = \frac{\lambda_0}{2} \frac{v_{pwm}(t)}{V_\pi}$$

A partir de la ecuación 4.14

$$dm_{\text{opt}}(t) = d_0 + [K \cdot v_{pwm}(t)]$$

Como se mencionó en el capítulo anterior $\Delta d [v_{pwm}(t)]$ puede ser detectada como una variación de intensidad sobre la auto-correlación de la luz recuperada. La variación de intensidad en función del voltaje de la subportadora y para una detección lineal se representa por

$$I(d_0)_{\text{RX}} = \frac{I_0}{4} \left[1 + \frac{1}{2} \text{sen} \left[2\pi \frac{1}{\lambda} K \cdot v_{pwm}(t) \right] \right]$$

Estos cambios de intensidad son detectados y convertidos a su correspondiente nivel de señal eléctrica de voltaje, permitiendo recuperar la subportadora PWM. Es decir, la detección experimental del retardo óptico, permite recuperar los pulsos PWM, luego de su transmisión por el canal óptico.

En el bloque transmisor y en función de la curva de transferencia del modulador electro-óptico, se genera una señal PWM con amplitud de 15 Vpp, como se muestra en la figura 5-11. La señal PWM es de 20 MHz, y presenta un ancho de pulso sin modular de 25 ns.

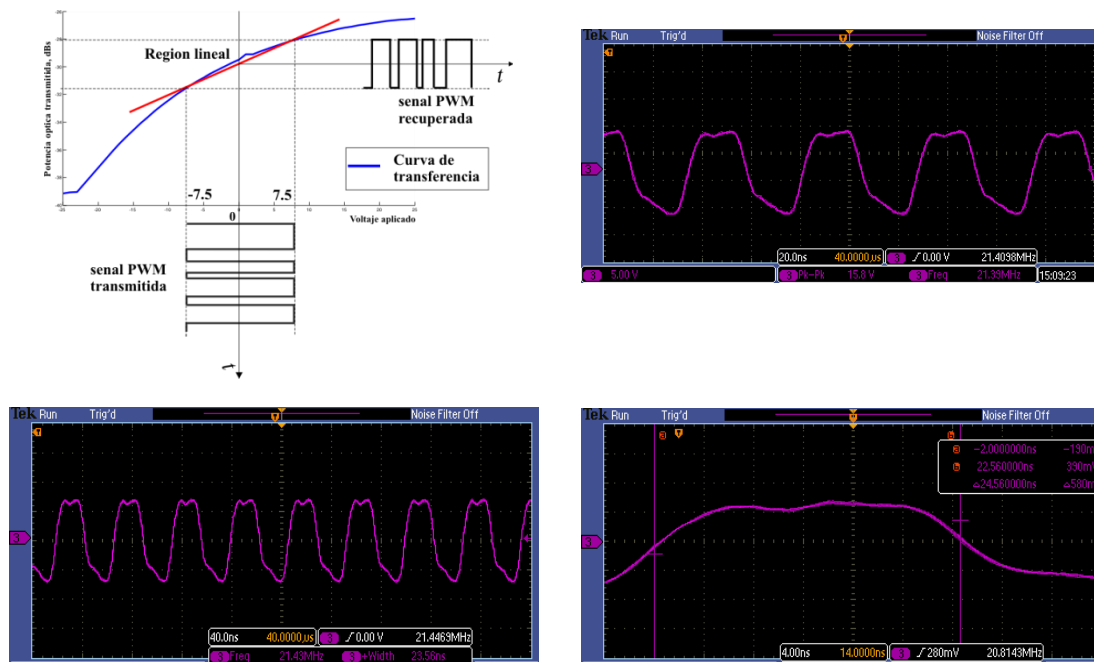


Figura 5-11. Sub-portadora PWM en el transmisor

5.4.2 Receptor óptico

La recuperación de la información se basa en la foto-detección de la señal óptica, para convertirla en una señal de voltaje. El esquema receptor utiliza un fotodiodo PIN como foto-detector, cuya señal es un amplificador de trans-impedancia (ATI). La señal de salida del ATI es amplificada en voltaje antes de ser procesada por un circuito regenerador de pulsos. La recuperación de los pulsos PWM, requiere que la combinación del foto-detector, amplificador de trans-impedancia y amplificador de voltaje, presenten un ancho de banda del orden de 10 veces la frecuencia fundamental de la señal PWM. Esta sección ha sido diseñada con un ancho de banda de 240 MHz. De

esta manera, los pulsos recuperados han sido fácilmente regenerados, lográndose la recuperación de la sub-portadora eléctrica PWM.

La recuperación de la sub-portadora de pulsos, se muestra en la figura 5-12. La figura 5-12 (a) muestra la señal a la salida del preamplificador; la figura 5-12 (b) ilustra la recuperación de los pulsos a la salida del circuito regenerador, mostrando la modulación del pulso.

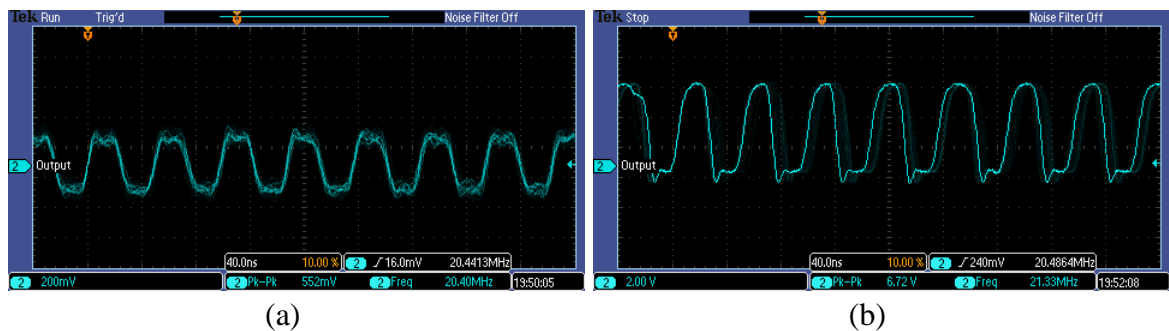


Figura 5-12. Recuperación de la señal PWM, a) a la salida del amplificador de voltaje; b) a la salida del regenerador de pulsos.

5.4.3 Pruebas de transmisión-recepción del enlace óptico

El enlace experimental permite la transmisión de señales analógicas en una banda de 0-10 MHz. La figura 5-13 muestra la transmisión de formas de onda senoidal, cuadrada y triangular con frecuencia de 100 Hz, respectivamente.

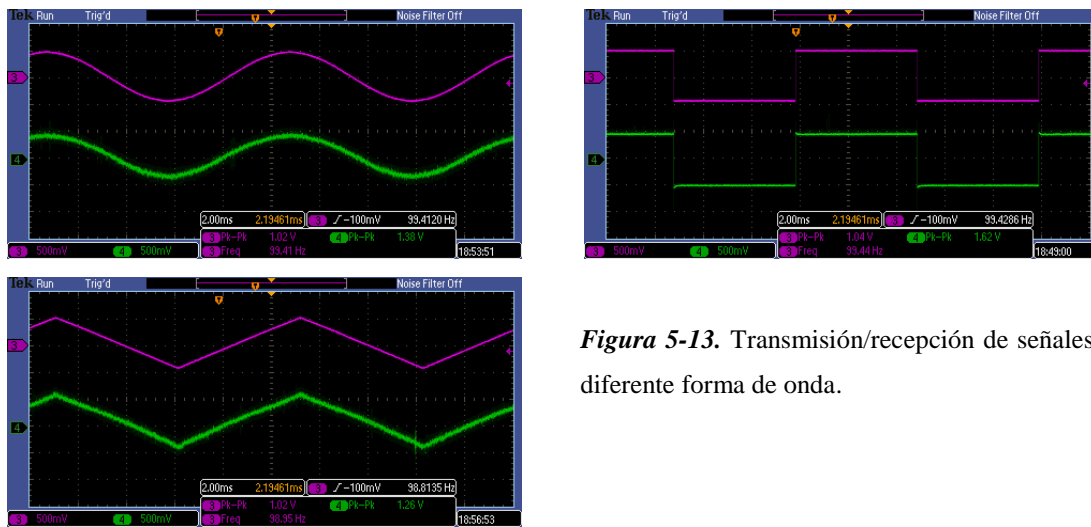


Figura 5-13. Transmisión/recepción de señales de diferente forma de onda.

5.4.4 Transmisión de señales de audio y video

El objetivo principal del esquema estudiado, es demostrar la capacidad de transmitir señales de audio y video, en un esquema multicanalizado. El video está en banda base entre 0 y 6 MHz. El audio, modula la frecuencia de una portadora de 6.2 MHz. Ambas señales se multi-canalizan y pre-modulan una señal triangular para generar la señal PWM. La señal PWM generada, se muestra la figura 5-14.

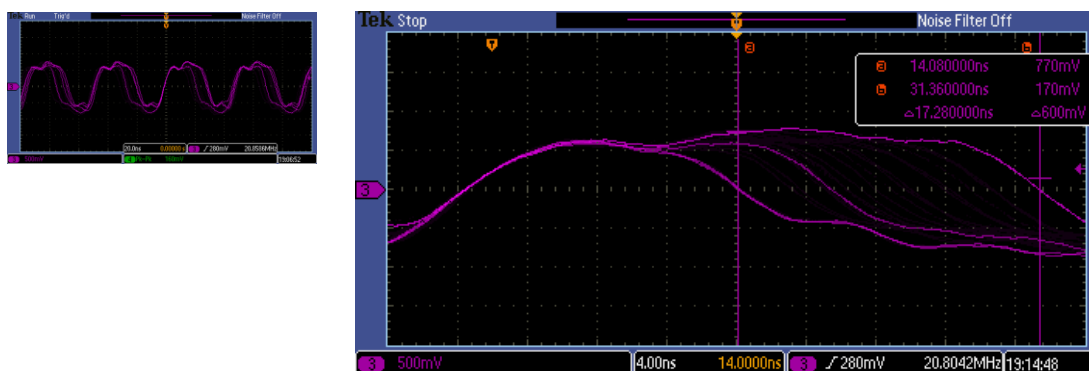


Figura 5-14. Subportadora de pulsos bajo Modulación PWM

El índice de modulación experimental de la subportadora PWM está determinado por las duraciones mínima y máxima de los pulsos. La duración mínima es $b_{min} = 17.28$ ns; la máxima de $b_{max} = 32.8$ ns. El índice de modulación es, por tanto, de $M_{pwm} = 0.63$

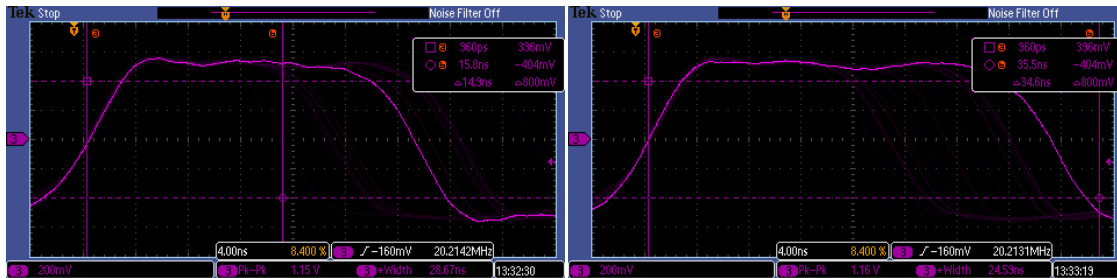
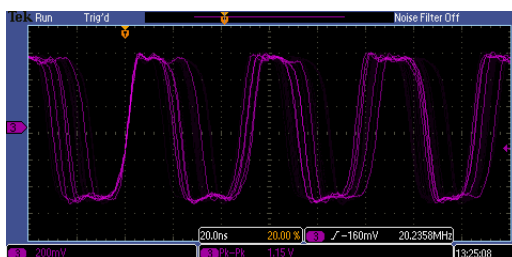


Figura 5-15. Ancho máximo y mínimo del pulso bajo modulación

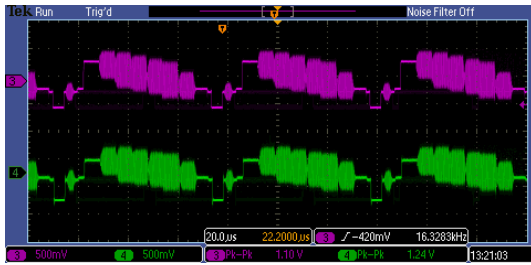
La transmisión de video mediante de patrones de imagen de TV (cuadrícula blanco y negro y barras de color), se muestran en la figura 5-16. En el oscilograma (a), se muestra la portadora PWM modulada con la señal multi-canalizada de audio y video. En (b), se ilustra la señal de video del patrón cuadrícula en blanco y negro; la señal de la parte superior corresponde a la señal de entrada al modulador de retardo. La señal inferior corresponde a la señal recuperada a la salida del sistema de transmisión. En (c) se muestra la señal del patrón de barras de color de video; en (d), se ilustra un detalle de la respuesta del enlace mostrando la señal de ráfaga del color y los pedestales de la señal de sincronía de imagen. Estos oscilogramas permiten evaluar cualitativamente la calidad de transmisión del enlace de lo cual, es posible concluir que el esquema de transmisión desarrollado muestra un desempeño de alta calidad de transmisión de audio y video, para lo cual ha sido diseñado y realizado.



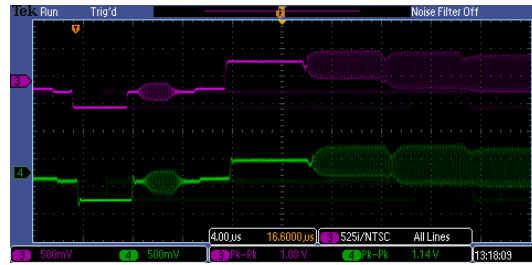
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5-16. Señales de video analógico transmitidas y recuperadas.

El montaje experimental para la transmisión de señales de video, se muestra en la figura 5-17. En esta figura se observan todos los diferentes componentes del sistema.

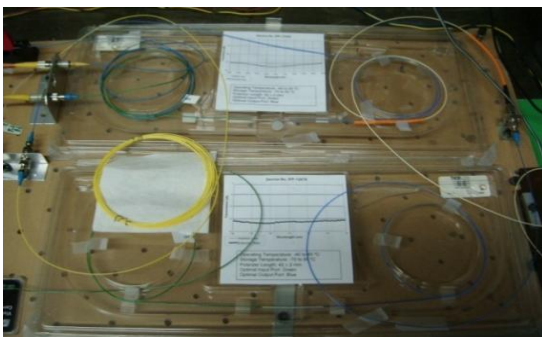


Figura 5-17. Esquema experimental para la transmisión de audio y video, utilizando sub-portadora PWM y modulación óptica de retardo.

La señal de video recuperada se visualiza en el receptor de TV. En esta figura se puede observar cualitativamente la recepción de las señales de prueba. De forma cuantitativa, la relación señal a ruido (SNR) del enlace experimental superior a 30 dB. Este valor de SNR significa que se tiene una calidad de transmisión de video, suficiente para aplicaciones de distribución de video (televisión por cable CATV, video-monitoreo y televigilancia, circuito cerrado de TV, etc).

Los parámetros de operación del enlace óptico se resumen en la tabla 5-2.

Parámetro	Valor
Frecuencia de la subportadora de pulsos	$f_c = 20.37$ MHz
Ancho del pulso sin modular	$b_0 = 24.56$ ns
Ancho mínimo	$b_{min} = 17.28$ ns
Ancho máximo	$b_{max} = 32.8$ ns
Índice de modulación PWM	$M_{PWM} = 0.63$
Ancho de banda del sistema	BW=6 MHz
Potencia de emisión	$P_{Tx} = 1$ mW
Potencia recibida	$P_{Rx} = 10$ μ W
S/N enlace	$(S/N)_{opt} = 30$ dB
Longitud del enlace	$L_{en} = 500$ m

Tabla 5-2. Parámetros operacionales del enlace óptico.

5.5 CONCLUSIONES

Los retardos ópticos se pueden modificar eléctricamente para imprimir una señal de información y utilizarlos como portadoras de información. En este trabajo se implementó un esquema de transmisión óptica para la transmisión multicanal de audio y video, utilizando una sub-portadora eléctrica PWM de 21 MHz y un retardo como

portadora óptica. La distancia del enlace es de 500 metros y una relación señal a ruido de 30 dBs. Los resultados cualitativos fueron mostrados.

El retardo fue generado utilizando un modulador electro-óptico de fase de Niobato de Litio (LiNbO₃), dentro de una configuración de interferómetro de polarización, generando una diferencia de camino óptico estática $d_0=2.21$ mm empleando una fuente DSL emitiendo a una longitud de central $\lambda_c \approx 1300$ nm y un ancho espectral $\Delta\lambda \approx 20$ nm. Para lograr la recuperación de la subportadora PWM es necesario detectar y demodular el retardo óptico, lo cual se logro con otro interferómetro de polarización, construido con una fibra birrefringente PMF HBT-1500T, que introduce una diferencia de camino óptico de 2.22 mm, valor muy próximo a d_0 y funciona como filtro fotónico.

La salida del detector de retardos es un paquete de franjas de interferencia, correspondientes a la medida de la auto-correlación óptica recibida. Las franjas de interferencia fueron detectadas como una variación de intensidad óptica, alrededor del retardo óptico. Estas variaciones fueron convertidas en voltaje empleando un fotodiodo pin dentro de un amplificador de transimpedancia, los pulsos PWM recuperados fueron reconstruidos y amplificados a valores adecuados.

La demodulación de la subportadora PWM se logro utilizando un filtro pasabajas de $f_c=6.2$ MHz, recuperando la señal multicanalizada de video y audio. Un filtraje pasabajas de $f_c=4.5$ MHz permite recuperar la señal de video y un filtraje pasabandas permite recuperar el audio modulado en FM.

5.6 REFERENCIAS

- [1] Rodríguez - Asomoza, J. & Gutiérrez -Martínez, C. (2001). Electric Field Sensing System Using a Ti: LiNbO₃ Optical Coherence Modulator, Proceedings of IEEE-International Measurement Technology Conference (IMTC01), pp. 1075-1078, May 2001, Budapest, Hungary.

- [2] C. Gutiérrez-Martínez, H. Porte, J.P. Goedgebuer, "Microwave Integrated Optics LiNbO₃ Coherence Modulator for High-Speed Optical Communications", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 10, No. 1, pp. 66-70, September 1995.
- [3] J. Santos-Aguilar. Detección de Campos Eléctricos utilizando Retardadores Ópticos en Tecnología de Óptica integrada. Tesis maestría, INAOE 2005
- [4] M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez, J. Santos-Aguilar. Optical Transmission of Video Signals Using Pulse Time Modulated Sub-carriers Over Optical Delays Carriers. *International Midwest Symposium on Circuits and Systems 2012 (MWSCAS)*. Boise, Idaho
- [5] C. Gutiérrez-Martínez, H. Porte, J.P. Goedgebuer, "Microwave Integrated Optics LiNbO₃ Coherence Modulator for High-Speed Optical Communications", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 10, No. 1, pp. 66-70, September 1995.
- [6] J. Santos-Aguilar, M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez, "Photonic Filtering for Optical sources of wide-band spectra using birefringent optical fiber", 7th Ibero-American Conference on Optics, RIAO 2010, Lima, Peru, October 2010
- [7] Joel Santos-Aguilar, Celso Gutiérrez-Martínez, Raúl Ochoa-Valiente, Misael Santiago-Bernal. Video-Bandwidth Electric field sensing using coherence modulation of light. 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2011) Proceeding
- [8] Joel Santos-Aguilar, Misael Santiago-Bernal, Celso Gutiérrez-Martínez. Filtering the spectrum of multi-longitudinal lasers by using optical retarders. 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2011) Proceeding
- [9] Jean-Pierre Goedgebuer, R. Ferrière, H. Porte. Nouvelle Technique de Modulation Électro-optique adaptée aux Sources a Spectre Large. *J. Optics (Paris)* 1984, vol. 15, no 6 pp. 403-407
- [10] Amnon Yariv. *Optical Electronics*. Saunders College Publishing. Fourth Edition.
- [11] C. Delisle and P. Cielo. Application de la modulation spectrale a la transmission de l'information. *Can. J. Phys.*, vol. 53, no. 11, pp. 1047-1053, 1975
- [12] Max Born, Emil Wolf. *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. 7th Edition.
- [13] Grant R. Fowles. *Introduction to Modern Optics*. Second edition
- [14] C. Gutierrez -Martinez, J. Santos-Aguilar, R. Ochoa-Valiente, M. Santiago-Bernal and A. Morales-Díaz. Modeling and experimental electro-optic response of dielectric lithium niobate waveguides used as electric field sensors. *IOP PUBLISHING MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY*. *Meas. Sci. Technol.* 22 (2011) 035207 (7pp)
- [15] Christopher R. Doerr and Herwig Kogelnik. Dielectric Waveguide Theory. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, VOL. 26, NO. 9, MAY 1, 2008.

- [16] Payam Rabieia and Peter Gunter. Optical and electro-optical properties of submicrometer lithium niobate slab waveguides prepared by crystal ion slicing and wafer bonding. APPLIED PHYSICS LETTERS VOLUME 85, NUMBER 20, 15 NOVEMBER 2004
- [17] Stewart E. Miller. Integrated Optics: An Introduction. The Bell System Technical Journal. Volume 48, September 1969, Number 7.
- [18] JIŘÍ ČTYROKÝ, ROLF GÓRING, JIŘÍ JANTA, WOLFGANG KARTHE, ANDREAS RASCH, MATHIAS ROTTSCHALK, JOSEF SCHRÓFEL. INTEGRATED ELECTROOPTIC MODULATORS AND SWITCHES IN LiNbO₃. KYBERNETIKA- VOLUME 26 (1990), NUMBER 3.
- [19] S. L. Chin, V. Francois, J. M. Watson and C. Delisle. Spectral modulation of two coherently separated femtosecond laser pulses. 20 June 1992, Vol. 31, No. 16, Applied Optics.
- [20] Keigo Iizuka. *Elements of Photonics, Volume I: In Free Space and Special Media*. John Wiley & Sons, Inc. 2002
- [21] Azzedine Boudrioua. *Photonic Waveguides: Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Inc. 2006
- [22] J.P. Goedgebuer, J. Salcedo & J.Ch. Viénot. Multiplex Communication via Electrooptic Phase Modulation of White Light. International Journal of Optics, 29:4, 471-477.
- [23] Jean-Pierre Goedgebuer, Henri Porte y André Hamel. Electrooptic Modulation of Multilongitudinal Mode Laser Diodes: Demonstration at 850 nm with simultaneous Data Transmission by Coherence Multiplexing. IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol., QE-23, NO. 7 July 1987.
- [17] Stewart E. Miller. Integrated Optics: An Introduction. The Bell System Technical Journal. Volume 48, September 1969, Number 7.
- [18] JIŘÍ ČTYROKÝ, ROLF GÓRING, JIŘÍ JANTA, WOLFGANG KARTHE, ANDREAS RASCH, MATHIAS ROTTSCHALK, JOSEF SCHRÓFEL. INTEGRATED ELECTROOPTIC MODULATORS AND SWITCHES IN LiNbO₃. KYBERNETIKA- VOLUME 26 (1990), NUMBER 3.
- [19] S. L. Chin, V. Francois, J. M. Watson and C. Delisle. Spectral modulation of two coherently separated femtosecond laser pulses. 20 June 1992, Vol. 31, No. 16, Applied Optics.
- [20] Keigo Iizuka. *Elements of Photonics, Volume I: In Free Space and Special Media*. John Wiley & Sons, Inc. 2002
- [21] Azzedine Boudrioua. *Photonic Waveguides: Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Inc. 2006
- [22] J.P. Goedgebuer, J. Salcedo & J.Ch. Viénot. Multiplex Communication via Electrooptic Phase Modulation of White Light. International Journal of Optics, 29:4, 471-477.

- [23] Jean-Pierre Goedgebuer, Henri Porte y André Hamel. Electrooptic Modulation of Multilongitudinal Mode Laser Diodes: Demonstration at 850 nm with simultaneous Data Transmission by Coherence Multiplexing. IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol., QE-23, NO. 7 July 1987.

CAPÍTULO 6

Conclusiones Generales y Perspectivas

6.1 Conclusiones generales

En este trabajo se diseñó y realizó un sistema de comunicaciones ópticas en un esquema de modulación externa, utilizando subportadoras eléctricas de pulsos PTM y modulación de retardos ópticos. Los parámetros de desempeño fueron mostrados al realizar la transmisión/recepción de retardos ópticos modulados por una subportadora PWM, previamente modulada, a través de un canal de fibra óptica.

La modulación de retardos ópticos se presentó como un esquema alternativo a la modulación directa de la fuente luminosa. Los retardos fueron generados y modificados dinámicamente al aplicar el voltaje de una subportadora PWM a un modulador de fase electro-óptico de Niobato de Litio con electrodos, configurado como interferómetro de polarización. La detección del retardo óptico se realizó con un filtro fotónico, construido con un segmento de fibra óptica birrefringente colocado entre dos polarizadores ópticos de 45°, bajo la condición de introducir un segundo retardo estático igual al del modulador.

Se logró un enlace óptico de 500 mts para la transmisión de señales de video. La eficiencia en la recuperación de la señal fue medida cuantitativamente con una relación señal a ruido (SNR) superior a 30 dBs y cualitativamente al ser visualizada en un receptor de TV.

La eficiencia del enlace y la calidad en la transmisión de video permite observar potenciales aplicaciones en la distribución de video (televisión por cable CATV, video-

monitoreo y televigilancia, circuito cerrado de TV, etc), otra posibilidad es la transmisión de datos digitales de baja velocidad. Además explorar arquitecturas más complejas que permitan la multicanalización de retardos ópticos.

El sistema de comunicaciones aun es susceptible a mejoras que se pueden analizar para mejorar el desempeño del sistema. El trabajo a futuro incluye

- Mejorar la calidad de transmisión del sistema, incrementando la relación señal a ruido.
- Incrementar la longitud del enlace.
- Configuración de esquemas multicanal a través de la generación de retardos ópticos sucesivos y superiores a la longitud de coherencia de la fuente luminosa, donde cada retardo óptico corresponde a un canal de información

Algunos de los resultados obtenidos fueron publicados en congresos internacionales (ver anexo). En el 7th Ibero-American Conference on Optics and 10th Latin-American Meeting on Optics, Lasers and Applications, celebrado en Lima, Peru en Septiembre 2010. The 55th Int'l Midwest Symposium on Circuits & Systems, Boise, Idaho, August 2012.

Anexos

CONGRESOS NACIONALES

- 1 Misael Santiago Bernal, Celso Gutiérrez Martínez, MULTICANALIZACIÓN ÓPTICA DE SEÑALES DE TV ANALÓGICA EMPLEANDO DIVISIÓN DE LONGITUD DE ONDA (WDM), *ITCH - ELECTRO 2005, Creel, Chihuahua, México, 2005.*

CONGRESOS INTERNACIONALES

- 1 J. Santos-Aguilar, M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez, PHOTONIC FILTERING FOR OPTICAL SOURCES OF WIDE-BAND SPECTRA USING BIREFRINGENT OPTICAL FIBER. 7th Ibero-American Conference on Optics and 10th Latin-American Meeting on Optics, Lasers and Applications, celebrado en Lima, Peru en Septiembre 2010.
- 2 M. Santiago-Bernal, C. Gutiérrez-Martínez, J. Santos-Aguilar. Optical Transmission of Video Signals Using Pulse Time Modulated Sub-Carriers Over Optical Delays Carriers. Proceedings of IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), pp, 282-285, August 2012, Boise, Idaho, USA.

REVISTAS

- 1 Celso Gutiérrez Martínez, J Santos-Aguilar, R Ochoa-Valiente, M Santiago-Bernal and A Morales-Díaz. Modeling and experimental electro-optic response of dielectric lithium niobate waveguides used as electric field sensors. *Meas. Sci.*

Technol. **22** (2011) 035207 (7pp). MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY.

- 2 Celso Gutiérrez-Martínez, Joel Santos-Aguilar, Misael Santiago-Bernal, Adolfo Morales-Díaz, José Alfredo Torres-Fórtiz, Jacobo Meza-Pérez. Reconfiguring the frequency response of dispersive-channel radio over fiber systems by using fiber photonic filters: Application to transmission of multiplexed microwave subcarriers. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 54, Issue 8, pages 1869–1874, August 2012.