



El Saber de mis Hijos
hará mi Grandeza

TRANSMISIÓN DE INFORMACIÓN EN BANDA LATERAL ÚNICA UTILIZANDO UN SISTEMA ROF Y FILTROS PASA BAJA MICROSTRIP

TESIS PRESENTADA COMO CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS
REQUERIMIENTOS PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS
EN
ELECTRÓNICA

por:

Ing. José Antonio Icedo Navarro

Supervisores:

Dr. Alejandro García Juárez

(Universidad de Sonora)

Dr. Ignacio Enrique Zaldívar Huerta

(Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica)

Departamento de Investigación en Física de la Universidad de
Sonora
Universidad de Sonora
Hermosillo, Sonora, México

Junio de 2017

Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



**"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"**



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess

Resumen

Actualmente existe una creciente demanda en los sistemas de comunicaciones de RF y microondas (Bluetooth, TV digital, Redes 4G y 5G, Radio digital, etc.), y junto con el desarrollo de nuevas tecnologías, las velocidades de transmisión de datos alcanzan frecuencias cada vez más altas. Estos factores ocasionan que el ancho de banda requerido para un cierto canal de comunicación sea cada vez mayor, y también provoca que el espectro de frecuencias disponible esté cada vez más y más saturado. Es por esto que los sistemas de comunicación que posean un ancho de banda más compacto (optimizado) son una solución muy atractiva para remediar este tipo de problemáticas.

En esta tesis se presenta la implementación de un sistema de comunicación híbrido RoF (Radio sobre fibra) para transmitir y recibir señales de televisión digital ATSC (Advanced Television Systems Committee) empleando un formato de modulación AM de banda lateral única (SSB, de *single-sideband*) para lograr un uso más eficiente del ancho de banda eléctrico. La fuente óptica utilizada es un diodo láser DFB sintonizable; cuya portadora óptica es modulada en intensidad mediante un modulador electro-óptico por una señal de RF (Radiofrecuencia).

La señal SSB es obtenida suprimiendo la banda lateral superior del espectro de AM, utilizando un filtro microstrip pasa baja de séptimo orden, el cual se diseñó, simuló, fabricó y caracterizó. De igual manera, un segundo filtro microstrip con las mismas características pero con distinta frecuencia de corte se diseñó y fabricó, con el objetivo de atenuar el ruido de alta frecuencia de la señal de TV digital recuperada al final de este sistema de comunicación, y de esta manera poder obtener la mejor calidad posible de la señal recuperada.

Agradecimientos

Primeramente y antes que nada, le agradezco a Dios, quien me regala cada amanecer, y sobre todo me concede el don del entendimiento para superar cada reto de mi vida.

A mi hermano y a mis padres, quienes me han apoyado incondicionalmente a lo largo de toda mi vida, porque gracias a ellos, hoy puedo ver alcanzada mi meta. Este trabajo se lo dedico a ustedes, por lo que valen, porque admiro su fortaleza y por lo que han hecho de mí; porque en mis triunfos y en mis tropiezos, en mis errores y en mis aciertos, siempre los he tenido a mi lado.

A todos y a cada uno de los profesores del Programa de Posgrado en Electrónica del DIFUS que han compartido conmigo y con mis compañeros sus valiosos conocimientos y consejos, en especial a mis asesores: Dr. Alejandro García Juárez y Dr. Enrique Ignacio Zaldívar Huerta, por su paciencia, asesoramiento, apoyo, motivación, y orientación en la realización de este documento. Muchas gracias.

A mis compañeros de clases, por su amistad y colaboración mutua, quienes fueron un gran apoyo a lo largo de estos dos años: Anderson Klay Romero Jaime, Francisco Javier Cohen Cancio, Jorge Manuel Arizaga León, José Humberto Abril García, Julián Rascón Enríquez, Mario Guadalupe Orocio Rubio, y Renzo Emmanuel Tapia Rodríguez.

A la UNISON (Universidad de Sonora) y al INAOE (Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica), por haberme dado la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado y por abrirme las puertas para llevar a cabo mi estancia de investigación en sus instalaciones.

Y por último pero no menos importante, al CONACyT (Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología) por el apoyo económico otorgado mediante el Programa de Becas para Estudios de Maestría, y mediante el Programa de Becas Mixtas Nacionales (Número de CVU: 733566).

Gracias a todos.

Dedicatoria

En memoria de mi abuelo Cristóbal, “El Viejito”

Descanse en paz

Índice general

Resumen	II
Agradecimientos	III
Dedicatoria	V
Índice general	VI
Acrónimos	VIII
1 Introducción General	1
1.1. Introducción	1
1.2. Metas y Objetivos	2
1.2.1. Objetivo General	2
1.2.2. Objetivos Específicos	2
1.2.3. Metas	2
1.3. Redes Ópticas Pasivas (PON)	3
1.3.1. Arquitecturas PON Básicas	3
1.3.2. ¿Qué es FTTx?	4
1.3.3. Enlaces Punto a Punto	6
1.4. Sistemas de Banda Lateral Única	7
1.5. Estructura de la Tesis	7
2 Sistemas de Comunicación por Fibra Óptica	10
2.1. Introducción	10
2.2. Desarrollo Histórico	10
2.3. Sistemas de Comunicación en el dominio Óptico	12

2.4. Fibras Ópticas	13
2.4.1. Clasificación	14
2.4.2. Atenuación	15
2.4.3. Dispersión	16
2.4.3.1. Dispersión total en Fibras Ópticas Monomodo	17
2.5. Láser de Retroalimentación Distribuida (DFB)	19
2.6. Técnicas de Modulación Óptica	20
2.6.1. Modulación Directa	21
2.6.2. Modulación Externa	21
2.7. Moduladores Electro-ópticos (EOM)	22
2.7.1. Modulador de Intensidad Mach-Zehnder (MZ-IM)	22
2.7.1.1. Principio de Operación	23
3 Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización del Filtro microcinta	26
3.1. Introducción	26
3.2. Proceso de Diseño	26
3.3. Simulación Electromagnética	32
3.4. Fabricación	34
3.5. Caracterización	35
4 Descripción del sistema <i>Radio sobre Fibra</i> (RoF)	37
4.1. Introducción	37
4.2. Caracterización del sistema electro-óptico	37
4.3. Sistema híbrido Radio sobre Fibra	39
4.4. Resultados	42
Referencias	44
Conclusiones	46
Índice de figuras	48
Apéndices	50

Acrónimos

<i>Acrónimo</i>	<i>Significado en inglés</i>	<i>Significado en español</i>
4G	Fourth-Generation	Cuarta generación
5G	Fifth-Generation	Quinta generación
8-VSB	8-Level Vestigial SideBand	Banda lateral vestigial de 8 niveles
AM	Amplitude Modulation	Modulación de amplitud
ATSC	Advanced Television Systems Committee	Comité de sistemas avanzados de televisión
BLI	N/A	Banda Lateral Única
BLS	N/A	Banda Lateral Superior
BPON	Broadband PON	PON de Banda ancha
BW	BandWidth	Ancho de banda
CATV	Community Antenna Television	Televisión de antena comunitaria
CO	Central Office	Oficina central
CONACyT	N/A	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
CVU	N/A	Curriculum Vitae Único
CW	Continuous Wave	Onda continua
d.c.	Direct Current	Corriente directa
DFB	Distributed FeedBack Laser	Láser de retroalimentación distribuida
DSBFC	Double-SideBand Full Carrier	Doble banda lateral con portadora completa
DSF	Dispersion-Shifted Fiber	Fibra de dispersión desplazada
DIFUS	N/A	Departamento de Investigación en Física de la Universidad de Sonora
EOM	Electro-Optic Modulator	Modulador electro-óptico
EPON	Ethernet PON	PON Ethernet
ESA	Electric Spectrum Analyzer	Analizador de espectros eléctricos
FO	N/A	Fibra Óptica
FR-4	Flame Retardant, in compliance with the standard UL94V-0	Retardante de llama, en conformidad con la norma UL94V-0
FTTB	Fiber To The Business	Fibra al negocio
FTTC	Fiber To The Curb	Fibra a la acera
FTTH	Fiber To The Home	Fibra al hogar
FTTN	Fiber To The Neighborhood	Fibra al vecindario
FTTO	Fiber To The Office	Fibra a la oficina
FTTP	Fiber To The Premises	Fibra al emplazamiento
FTTU	Fiber To The User	Fibra al usuario

FTTx	Fiber To The x	Fibra a la x
GPON	Gigabit PON	PON Gigabit
HDTV	High-Definition Television	Televisión de alta definición
HFSS®	High Frequency Structure Simulator	Simulador de estructura de alta frecuencia
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos
INAOE	N/A	Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
ISI	InterSymbol Interference	Interferencia entre símbolos
Láser	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation	Amplificación de luz por emisión estimulada de radiación
LATINCOM	Latin-American Conference on Communications	Conferencia latinoamericana de comunicaciones
LED	Light Emitter Diode	Diodo emisor de luz
LPF	Low-Pass Filter	Filtro paso bajo
LPKF®	Leiterplatten Kopier Fräsen (<i>Idioma alemán</i>)	Copiado de placas de circuito impreso
MATLAB®	MATrix LABoratory	Laboratorio matriz
MHU	Multi-Hotel Unit	Unidad de varios hoteles
MSG	Microwave Signal Generator	Generador de señales de microondas
MTBF	Mean Time Before Failures	Tiempo medio entre fallos
MTU	Multi-Tenant Unit	Unidad multi-inquilino
MZ-IM	Mach-Zehnder Interferometry Modulator	Modulador de interferometría Mach-Zehnder
N/A	N/A	No Aplica
OI	Optical Isolator	Aislador óptico
ODN	Optical Distribution Network	Red de distribución óptica
OLT	Optical Line Termination	Terminación de línea óptica
ONT	Optical Network Terminal	Terminal de red óptica
ONU	Optical Network Unit	Unidad de red óptica
OSA	Optical Spectrum Analyzer	Analizador de redes ópticas
PON	Passive Optical Network	Red óptica pasiva
PC	Polarization Controller	Controlador de polarización
PCB	Printed Circuit Board	Placa de circuito impreso
PD	PhotoDetector	Fotodetector
PSTN	Public Switched Telephone Network	Red telefónica pública conmutada
RF	Radio Frequency	Radio frecuencia
RoF	Radio over Fiber	Radio sobre fibra
Rx	Receiver	Receptor
SDU	Single Dwelling Units	Unidades de vivienda individuales
SILCL	Stepped-Impedance, L-C Ladder type	Tipo impedancia escalonada, de escalera LC
SITE	N/A	Semana de la Ingeniería en Tecnología Electrónica
SM-SF	Single-Mode Standard Fiber	Fibra estándar monomodo
SMA	SubMiniature version A	Subminiatura versión A
SOL	Short, Open, Load	Corto circuito, circuito abierto, carga
SSB	Single SideBand	Banda lateral única

SSBFC	Single SideBand Full Carrier	Banda lateral única con portadora completa
TEM	Transverse ElectroMagnetic	Transversal electromagnético
Tx	Transmitter	Transmisor
TV	Television	Televisión
UHF	Ultra High Frequency	Ultra alta frecuencia
UNISON	N/A	Universidad de Sonora
USB	Upper SideBand	Banda lateral superior
VHF	Very High Frequency	Muy alta frecuencia
VNA	Vector Network Analyzer	Analizador de redes vectoriales
WDM	Wavelength Division Multiplexer	Multiplexor de división de longitud de onda

Introducción General

1.1 Introducción

Actualmente, con la detonación del tráfico de información debida al Internet, a la telefonía inalámbrica, TV digital, datos, etc., la necesidad de un medio de transmisión con capacidades de ancho de banda para transferir una cantidad tan grande de información es de suma importancia. Las fibras ópticas, con su enorme ancho de banda, han demostrado ser la solución [1]. En particular, las compañías de televisión por cable (CATV, de *Community Antenna Television*) consideran que la fibra óptica es muy útil para brindar sus servicios de transmisión de video.

La alta capacidad de transferencia de información, o ancho de banda de la fibra óptica la convierte en la elección perfecta para transmitir señales a los subscriptores. En este sentido, las redes ópticas pasivas (PONs, de *Passive Optical Network*) son actualmente consideradas como la manera más económica de implementar redes FTTH (*Fiber-To-The-Home*) permitiendo al usuario final recibir servicios de alta calidad [2]. La Figura 1.1 describe un esquema básico de una PON que consiste de una Terminación de Línea Óptica (OLT, de *Optical Line Termination*) ubicada en la oficina central (CO, de *Central Office*) del proveedor de red, una serie de terminales en el extremo final de la red llamadas Terminales de Red Óptica (ONT, de *Optical Network Terminal*) y una red de distribución óptica (ODN, de *Optical Distribution Network*) que consiste del medio de transmisión óptico para la conexión física de las ONTs con las OLTs [3]. En estos esquemas, generalmente se prefieren los láseres DFB (Distributed Feedback) debido a sus propiedades de modulación de alta velocidad por su ancho de banda angosto [4].

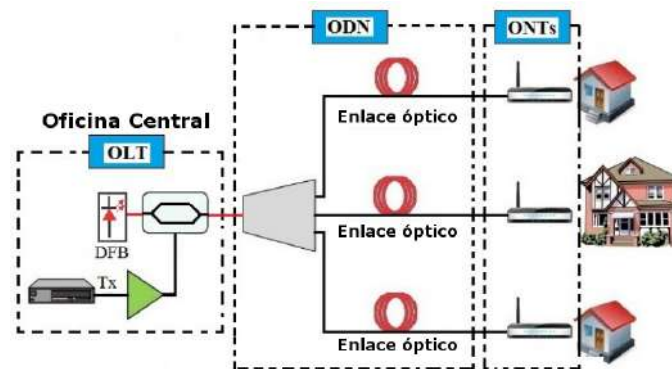


Figura 1.1: Esquema básico de una Red Óptica Pasiva (PON).

1.2 Metas y Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Diseñar, fabricar, y caracterizar dos filtros pasa baja de microondas para integrarlos dentro de una sistema fotónico para transmitir señales de TV digital en la banda S sobre un enlace fotónico de 30 Km utilizando esquemas de modulación en Banda Lateral Única (SSB, de *Banda Lateral Única*).

1.2.2. Objetivos Específicos

- Asimilar y comprender los conceptos y aspectos teóricos, así como el funcionamiento del proyecto.
- Comparar los resultados prácticos obtenidos con las proyecciones teóricas, cálculos matemáticos y simulaciones realizadas para verificar el funcionamiento adecuado del arreglo experimental.

1.2.3. Metas

- Construir un par de filtros microstrip.
- Modular en SSB una portadora de información para transmitir señales digitales.
- Armar un esquema Radio sobre Fibra (RoF, de *Radio over Fiber*) para acoplarlo con el filtro construido y realizar la modulación SSB.
- Transmitir, recuperar, y visualizar todos los canales de TV abierta disponibles, al final del esquema propuesto.

1.3 Redes Ópticas Pasivas (PON)

Dado que los proveedores de redes y servicios buscan reducir sus costos de operación, el concepto de utilizar una Red Óptica Pasiva (PON, de *Passive Optical Network*) es una opción atractiva. En una PON no existen componentes activos entre la CO y el emplazamiento donde se ubica el cliente. Solamente se colocan componentes ópticos pasivos dentro en la trayectoria de la red de transmisión para guiar el tráfico de señales contenidas dentro de ciertas longitudes de onda ópticas hacia los puntos finales del usuario y de vuelta a la CO. El reemplazo de los dispositivos activos por componentes pasivos se traduce en ahorros en costo para el proveedor de redes y servicios, eliminando la necesidad de alimentar y administrar los componentes activos en el sistema de cableado de la red de acceso. Además, puesto que los dispositivos pasivos no poseen energía eléctrica ni requerimientos de procesamiento de señales, prácticamente tienen un *tiempo medio entre fallos* (MTBF, de *mean time before failures*) ilimitado [5]. Esto obviamente reduce los costos totales de mantenimiento para el proveedor de servicios de manera significativa.

1.3.1. Arquitecturas PON Básicas

La Figura 1.2 ilustra la arquitectura de una PON típica en donde una red de fibra óptica conecta a un equipo de conmutación en una CO con una serie de subscriptores de servicios. En la CO, los datos y la voz digitalizada se combinan y se envían (descargan) a los clientes sobre un enlace óptico a una longitud de onda de 1490 nm. La carga (del cliente hacia la CO) de los datos y de la voz utiliza una longitud de onda de 1310 nm. Los servicios de video se descargan a una longitud de onda de 1550 nm. No hay servicios de video en dirección ascendente (carga) [5]. El equipo de transmisión en la red consiste en una *terminación de línea óptica* (OLT, de *Optical Line Termination*) situada en la CO, y una *terminal de red óptica* (ONT, de *Optical Network Terminal*) en cada emplazamiento donde se ubica el cliente.

Comenzando en la CO, un hilo de fibra óptica monomodo se extiende a un divisor de potencia óptico pasivo (Splitter) cerca de un complejo de viviendas, un parque de oficinas, o algún otro ambiente de campus. En este punto, el dispositivo disidente simplemente divide la potencia óptica en N caminos separados hacia los subscriptores. Si el

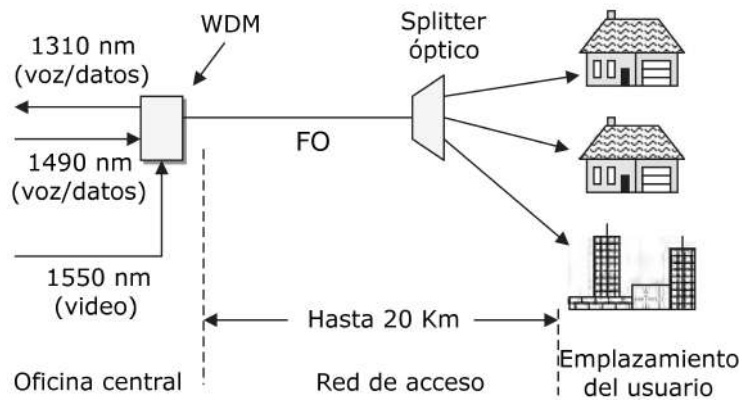


Figura 1.2: Arquitectura de una Red Óptica Pasiva típica [5].

splitter esta diseñado para dividir la potencia óptica incidente equilibradamente, y si P es la potencia óptica que entra en el splitter, el nivel de potencia para cada suscriptor es P/N . También son posibles los diseños de divisores de potencia con otras tasas de división, dependiendo de la aplicación. Desde el divisor óptico, fibras monomodo individuales se extienden a cada edificio. El alcance de transmisión de la fibra óptica desde la CO hasta el usuario puede ser de hasta 20 Km. En consecuencia, los dispositivos activos solamente se encuentran en la CO y en la ubicación del usuario final [5].

Hay varios esquemas alternativos de implementación de PONs. Las tres principales son PONs de Banda Ancha (BPON, de *Broadband PON*), Ethernet PON (EPON), y PONs de Gigabit (GPON). Además, ocasionalmente se hará referencia a PONs ATM (APON), un subconjunto de la categoría de BPON.

1.3.2. ¿Qué es FTTx?

La aplicación de la tecnología PON para suministrar conectividad de banda ancha en las redes de acceso a los hogares, en unidades de ocupación múltiple, y en pequeños negocios, comunmente se denomina como *fibra-a-la-x* (FTTx, de *Fiber-To-The-x*) [5]. La letra x indica qué tan cerca se encuentra el extremo final de la fibra al usuario final. La Figura 1.3 ilustra algunos de estos escenarios. Entre los acrónimos usados en la literatura técnica y comercial se encuentran los siguientes:

- FTTB, *fiber-to-the-business* (fibra-al-negocio), se refiere a la puesta en marcha de la fibra óptica desde un conmutador de la CO directamente a una empresa.
- FTTC, *fiber-to-the-curb* (fibra-a-la-acera), describe cables de fibra óptica extendiénd-

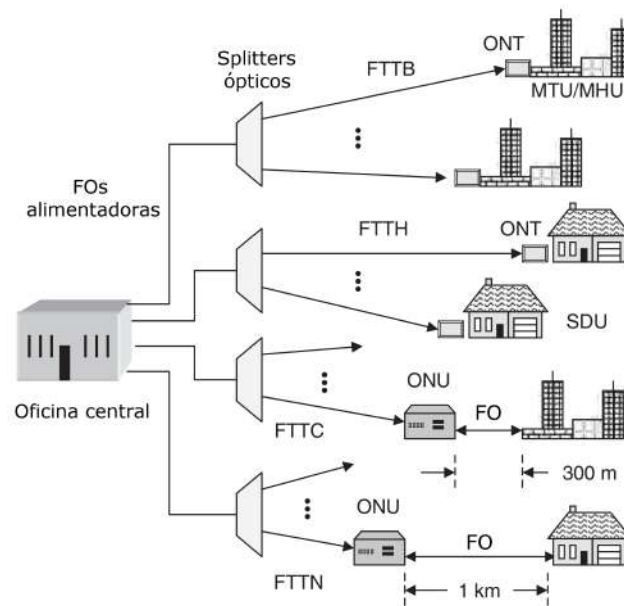


Figura 1.3: Ejemplos de FTTx [5].

dose desde los equipos de la CO hasta un conmutador de comunicación situado dentro de una distancia de 1000 ft. (alrededor de 300 m) de un hogar o empresa.

- FTTH, *fiber-to-the-home* (fibra-al-hogar), se refiere a la puesta en marcha de la fibra óptica desde un conmutador de una CO directamente a una casa. La diferencia entre FTTB y FTTH es que, habitualmente las empresas demandan mayores anchos de banda durante gran parte del día, a comparación de los usuarios domésticos. Como resultado, un proveedor de servicios de red puede recaudar más ingresos de redes FTTB, y así recuperar los costos de instalación más rápidamente que con las redes FTTH.
- FTTN, *fiber-to-the-neighborhood* (fibra-al-vecindario), se refiere a una arquitectura PON en la cuál los cables de fibra óptica se extienden dentro de una distancia de 3000 ft. (aproximadamente 1 Km) de hogares y negocios atendidos por la red.
- FTTO, *fiber-to-the-office* (fibra-a-la-oficina), es análogo a FTTB en cuanto a que un camino óptico se suministra en toda la trayectoria hasta el emplazamiento de un cliente comercial.
- FTTP, *fiber-to-the-premises* (fibra-al-emplazamiento), se ha vuelto el término predominante que engloba los diversos conceptos de FTTx. Por lo tanto, las arquitectu-

ras FTTP incluyen implementaciones FTTB y FTTH. Una red FTTP puede utilizar la tecnología BPON, EPON, o GPON.

- FTTU, *fiber-to-the-user* (fibra-al-usuario), es el término usado por Alcatel® para describir sus productos con aplicaciones para FTTB y FTTH.

1.3.3. Enlaces Punto a Punto

Como se muestra en la Figura 1.5, una opción para una red de acceso óptica de Ethernet punto a punto es tener FOs dedicadas funcionando entre una central y conmutadores Ethernet designados para suscriptores individuales. Aquí, la descarga de voz, datos y video se combinan sobre una longitud de onda de 1550 nm, y los servicios de carga de regreso a la CO se envían sobre la misma FO mediante una longitud de onda de 1310 nm. Los enlaces pueden operar a 10 Gbp s^{-1} sobre distancias de hasta 10 Km [5]. Dicho escenario requiere un gran número de líneas de FO, teniendo cada línea sus propios transceptores ópticos. Por ejemplo, supongamos que la red sirve a 16 suscriptores. Si el enlace óptico que se ejecuta a un abonado individual es bidireccional, se requieren 16 FOs. En caso de que los enlaces sean unidireccionales, se necesita un total de 32 FOs. Puesto que cada enlace del suscriptor necesita transmisores y receptores en cada extremo, el sistema requiere un total de 32 transceptores ópticos. Por lo tanto, este tipo de red es útil sólo si cada abonado demanda una capacidad cercana a la total ofrecida por una línea gigabit Ethernet.

La otra opción es ejecutar ya sea una FO bidireccional o dos FOs unidireccionales desde

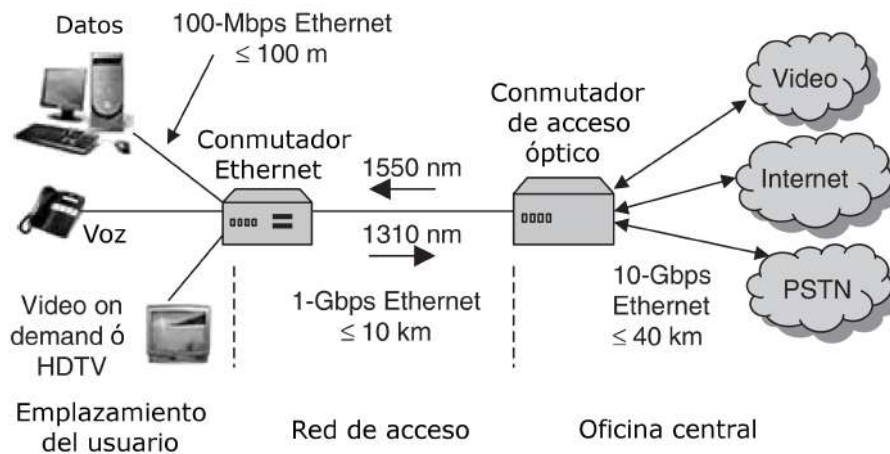


Figura 1.4: Red de Acceso óptica de Ethernet Punto a Punto [5].

la CO a un conmutador Ethernet situado en el vecindario de los suscriptores. Este diseño de la red reduce enormemente el número de FO que se conectan a la CO, pero ahora el uso de un conmutador Ethernet requiere energía eléctrica. También, además de los 32 transceptores usados para los enlaces entre los abonados y el conmutador Ethernet local, se necesitan dos o cuatro transceptores ópticos adicionales para el enlace que funciona entre la CO y el conmutador.

1.4 Sistemas de Banda Lateral Única

La principal desventaja de la modulación DSB de AM respecto a SSB, es que con AM tradicional se desperdicia más del 60 % de la potencia de la señal transmitida [6]. Esto es un gran problema porque la señal portadora no contiene nada de información, sino que son las bandas laterales las que la contienen. Otra desventaja es que los sistemas de AM convencionales requieren el doble de ancho de banda, en comparación con los sistemas de SSB. En la transmisión con DSB, la información contenida en las bandas inferior y superior es exactamente la misma. Por lo tanto, no tiene sentido transmitir dos veces la misma información, ni mucho menos una señal carente de información. Es por esto que la AM tradicional es ineficiente en cuanto al consumo de potencia, y también en cuanto al uso de ancho de banda; los cuales son parámetros cruciales a la hora de diseñar sistemas modernos de comunicaciones ópticos y/o electrónicos [6]. Existe una gran cantidad de tipos de sistemas de comunicación de SSB. La Figura 1.5 muestra una comparación de los espectros frecuenciales, así como las distribuciones relativas de potencia entre la AM convencional, y algunos de los sistemas SSB más utilizados.

1.5 Estructura de la Tesis

Este documento está constituido por 4 capítulos, los cuales se describen a continuación:

Estado del Arte de Sistemas de Comunicación por Fibra Óptica. Comenzando con este escrito, en este apartado se expone resumidamente el desarrollo histórico de las comunicaciones ópticas, y se presentan los conceptos elementales dentro de esta temática, así como también una descripción de los dispositivos esenciales que conforman a los

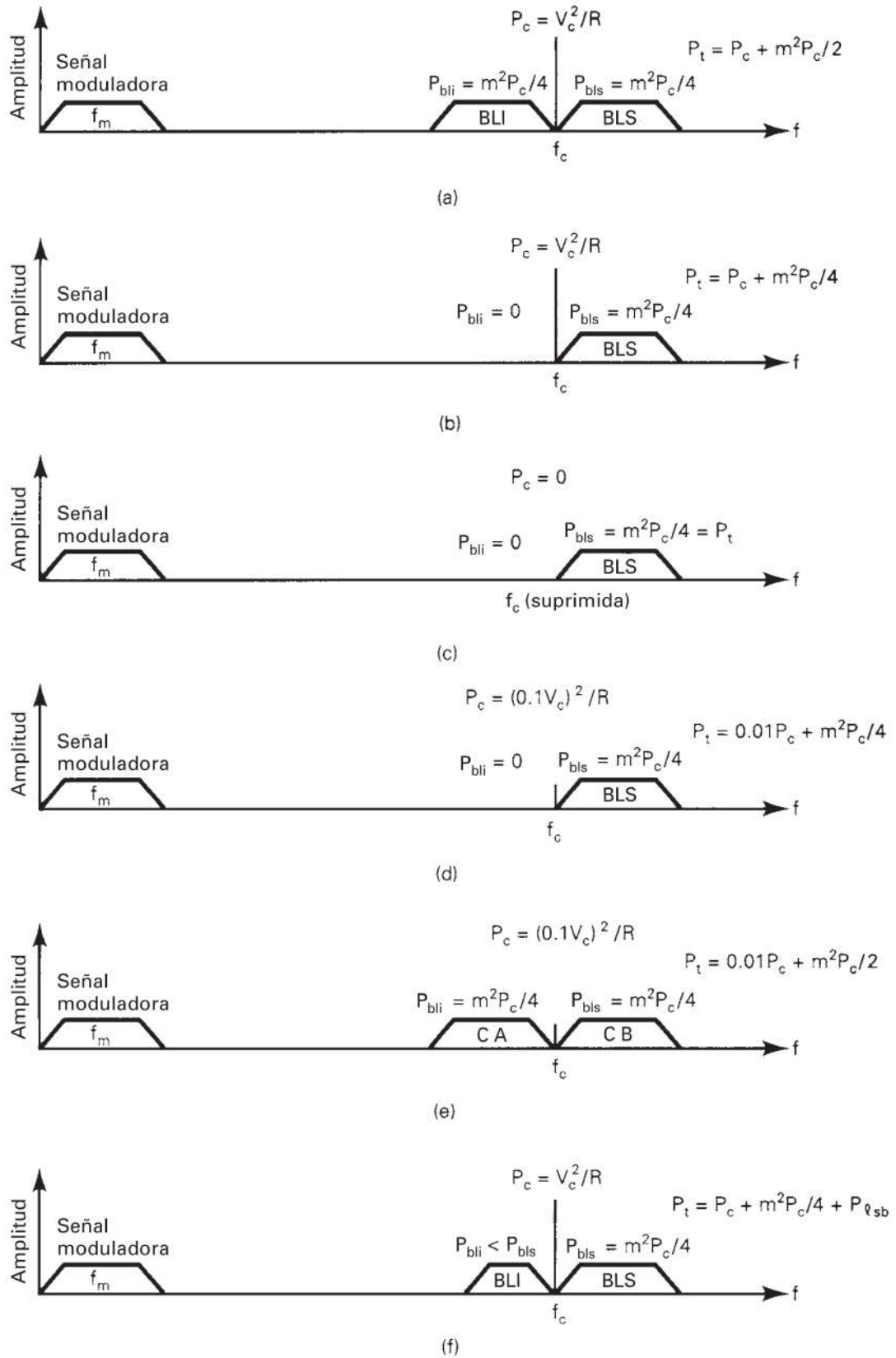


Figura 1.5: Sistemas de Banda Lateral Única: a) DSBFC de AM convencional; b) Banda lateral Única con portadora de máxima potencia; c) Banda Lateral Única con portadora suprimida; d) Banda Lateral Única con portadora reducida; e) Banda Lateral Independiente; f) Banda Lateral Residual [6].

sistemas de comunicaciones por fibra óptica, y los fenómenos y efectos que provocan obstáculos o inconvenientes en el desempeño de estos sistemas.

Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización del Filtro microstrip. En esta parte se explica la realización del filtro desde cero, seguido por simulaciones en Sonnet® y HFSS®, y para terminar, se procede al método de fabricación y a la caracterización del filtro.

Descripción del Sistema de Comunicación RoF. Aquí se especifica el principio de operación del sistema de comunicación RoF propuesto en esta tesis. En seguida se presentan las especificaciones de los dispositivos ópticos y eléctricos utilizados en este sistema. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones derivadas de este documento.

Sistemas de Comunicación por Fibra Óptica

2.1 Introducción

La comunicación puede definirse ampliamente como la transferencia de información de un punto a otro. Cuando se desea transmitir información a cualquier distancia, normalmente se requiere de un sistema de comunicación. La transferencia de información dentro de un sistema de comunicación se logra superponiendo o modulando la información sobre una onda electromagnética que actúa como portadora de la señal de información. Entonces esta portadora modulada se transmite al destino requerido en el que es recibida y la señal de información original se obtiene por demodulación [7]. Se han desarrollado técnicas sofisticadas para este proceso usando ondas de portadoras electromagnéticas que operan a radiofrecuencias, así como a frecuencias de ondas milimétricas y de microondas. Sin embargo, la comunicación también se puede lograr utilizando una portadora electromagnética de la región óptica del espectro de frecuencias (ver Figura 2.1).

2.2 Desarrollo Histórico

El uso de portadoras de ondas de luz para las telecomunicaciones es común desde hace algunos años. La radio-comunicación se desarrolló a frecuencias elevadas (VHF y UHF) dando lugar a las frecuencias de microondas aun más altas y posteriormente, la transmisión de ondas milimétricas, las cuáles pueden ser observadas en el espectro electromag-

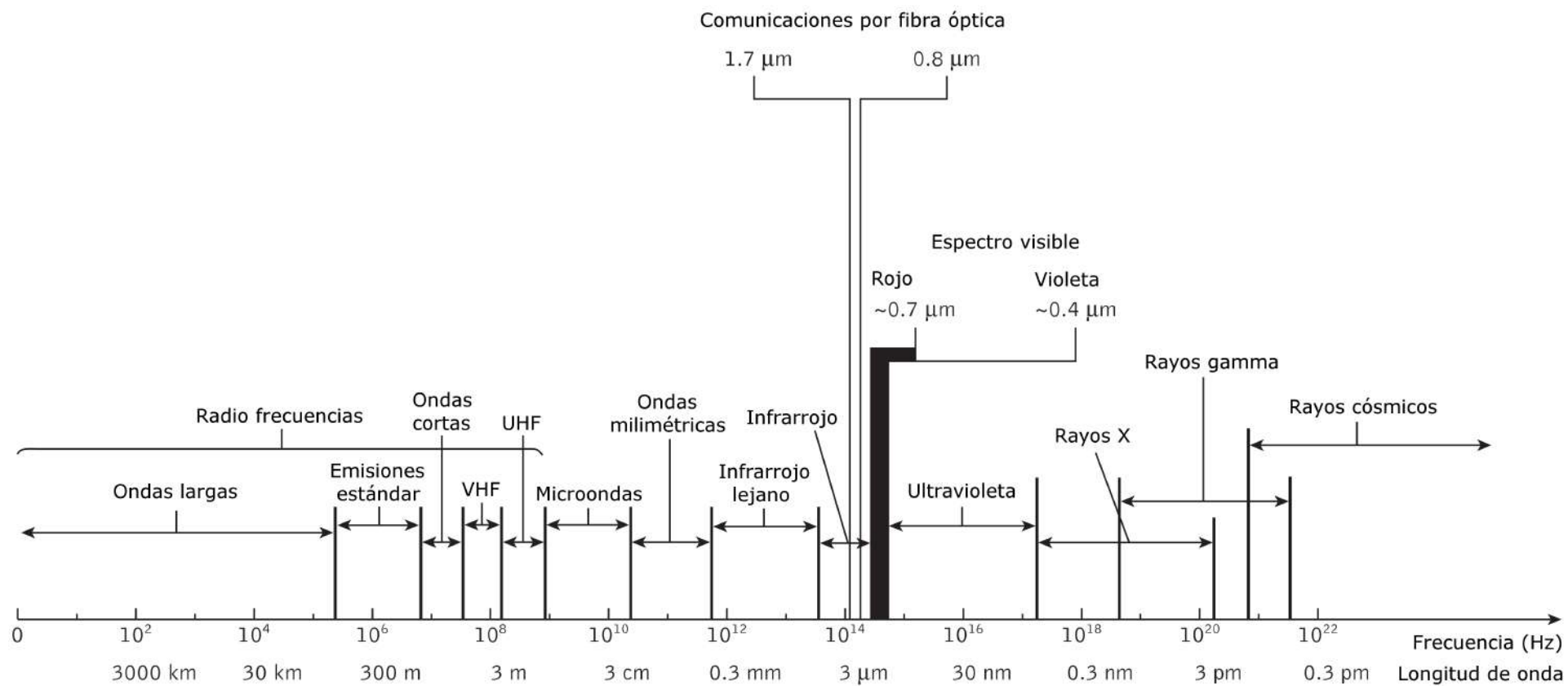


Figura 2.1: Región utilizada para las comunicaciones por fibra óptica en el espectro electromagnético. [7]

nético de la Figura 2.1, donde también se puede apreciar que las comunicaciones a frecuencias ópticas ofrecen un incremento en el ancho de banda utilizable por un factor de alrededor de 10^4 sobre la transmisión de microondas de alta frecuencia.

El interés por las comunicaciones ópticas se impulsó a principios de 1960 con la invención del láser [8]. Este dispositivo produjo una poderosa fuente de luz coherente, junto con la posibilidad de la modulación a altas frecuencias. Las propuestas para las comunicaciones ópticas a través de fibras ópticas fabricadas de vidrio fueron realizadas casi simultáneamente en 1966 por Kao y Hockham [9] y Werts [10]. Inicialmente, las FO presentaban atenuaciones muy altas (1000 dB Km^{-1}) y por lo tanto no eran comparables con los cables coaxiales a los que iban a reemplazar ($5 - 10 \text{ dB km}^{-1}$). No obstante, en el transcurso de 10 años, las pérdidas en la FO fueron reducidas por debajo de los 5 dB Km^{-1} .

Posteriormente, el intervalo de longitudes de onda se extendió para incluir la región de 1.1 a $1.6 \mu\text{m}$ mediante el uso de otras aleaciones de semiconductores. A partir de ahí el desarrollo de materiales y la tecnología de fabricación se han perfeccionado específicamente para aplicaciones de telecomunicaciones y ahora está en su auge [11].

El desarrollo y las investigaciones más recientes se han centrado en las transmisiones de 40 Gbit s^{-1} , donde se requiere una modulación externa del láser usando, por ejemplo, un modulador Mach-Zehnder o un modulador de electroabsorción [12, 13]. Los sistemas y las redes de comunicación de FO confiables y de alto rendimiento se utilizan ampliamente hoy en día en la red mundial de telecomunicaciones y en muchas otras áreas de comunicaciones.

2.3 Sistemas de Comunicación en el dominio Óptico

Un sistema de comunicación por FO es similar en concepto a cualquier tipo de sistema de comunicación. En la Figura 2.2a se muestra un diagrama de bloques de un sistema de comunicación general, cuya función es transmitir la señal de la fuente de información sobre el medio de transmisión, hacia el destino. Por lo tanto, un sistema de comunicación consiste en un transmisor o modulador enlazado a la fuente de información, el medio de transmisión, y un receptor o demodulador en el punto de destino. Sin embargo, debe te-

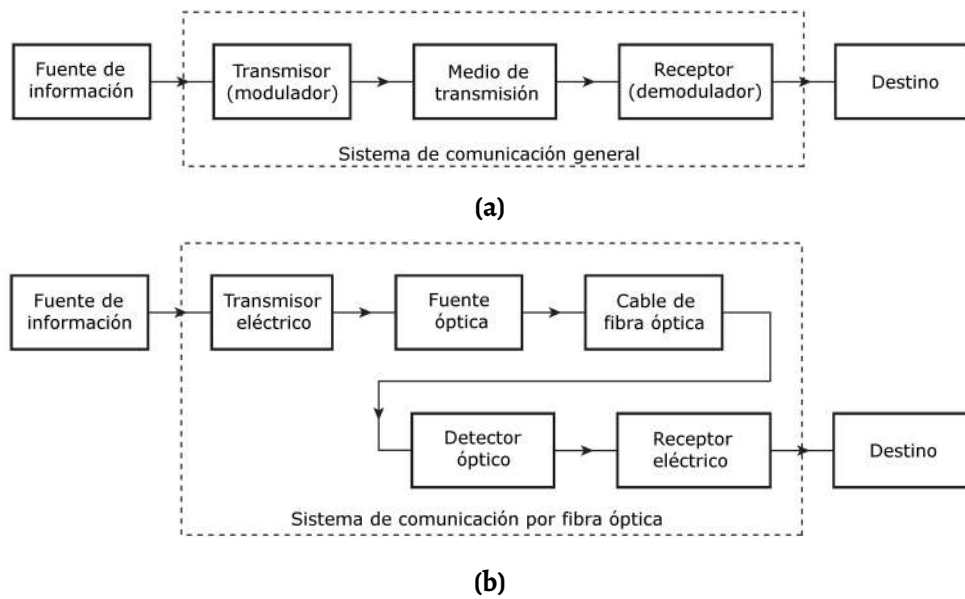


Figura 2.2: a) Sistema de Comunicación General. b) Sistema de Comunicación por Fibra Óptica [7].

nerse en cuenta que en cualquier medio de transmisión la señal es atenuada o sufre pérdidas, y está sujeta a degradaciones debidas al ruido y a posibles distorsiones ocasionadas por factores dentro del propio medio.

En el caso de las comunicaciones por FO (Figura 2.2b), la fuente de información proporciona una señal eléctrica al transmisor, que consta de una etapa eléctrica que controla una fuente óptica para emitir la modulación de la portadora luminosa. La fuente óptica que efectúa la conversión eléctrico-óptica puede ser un láser semiconductor o un diodo emisor de luz (LED, de *Light Emitting Diode*). El medio de transmisión consiste en un cable de FO, y el receptor consiste en un detector óptico que acciona una etapa eléctrica adicional y por consiguiente, proporciona la demodulación de la portadora óptica. Para la detección de señales ópticas y para la conversión óptico-eléctrica se utilizan fotodiodos (p-n, p-i-n o avalancha), y en algunos casos fototransistores y fotoconductores [7].

2.4 Fibras Ópticas

La estructura de una fibra óptica se ilustra en la Figura 2.3, la cuál consta de un núcleo transparente con un índice de refracción η_1 rodeado por un revestimiento transparente de un índice de refracción ligeramente más bajo η_2 . Esta relación de índices de refracción se rige por la Ley de refracción de Snell [14], consiguiendo que la luz dentro de la FO se propague bajo el principio de *Reflexión total interna*. En esencia, la energía lumino-

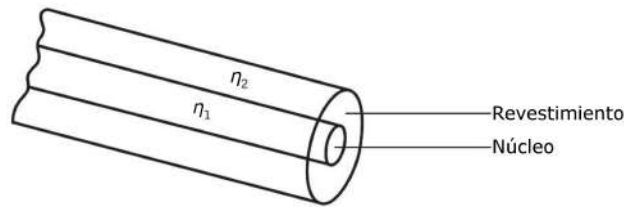


Figura 2.3: Guía de onda de Fibra Óptica que muestra el núcleo de índice de refracción η_1 rodeado por el revestimiento de índice de refracción ligeramente menor η_2 [7].

sa se propaga tanto en el núcleo como en el revestimiento permitiendo que los campos asociados disminuyan a un valor despreciable en la interfaz revestimiento-aire.

Dicha fibra actúa como una guía de onda óptica que puede analizarse utilizando la teoría de rayos. Sin embargo, los conceptos de la óptica geométrica no son suficientes cuando se consideran todos los tipos de FO, y la teoría de los modos electromagnéticos debe utilizarse para concebir un mejor entendimiento de este sistema.

2.4.1. Clasificación

La propagación de la luz dentro de una FO se manifiesta en forma de modos que viajan a diferentes velocidades. El número de modos que pueden propagarse dentro de una FO se determina mediante el parámetro conocido como *Frecuencia normalizada*, la cuál es adimensional, y está dada por:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{\eta_1^2 - \eta_2^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} AN \quad (2.1)$$

donde a es el radio del núcleo, λ es la longitud de onda, y AN es la apertura numérica.

La frecuencia normalizada V nos permite clasificar las FOs en dos tipos: *Monomodo* y *Multimodo* (ver Figura 2.4). Una FO se considera monomodo cuando $V \leq 2.405$, y se denomina multimodo cuando $V > 2.405$.

Las FOs monomodo siempre tienen el índice del núcleo escalonado, es decir, que su índice de refracción experimenta un cambio abrupto respecto al del revestimiento; mientras que en el caso de las FOs multimodo, pueden tener ya sea un índice de núcleo escalonado o gradual. Este último, a diferencia del índice escalonado, varía su índice de refracción de manera continua en función de la distancia radial, desde el centro del núcleo hacia el revestimiento [15]. La Figura 2.4 muestra la comparación de estos casos.

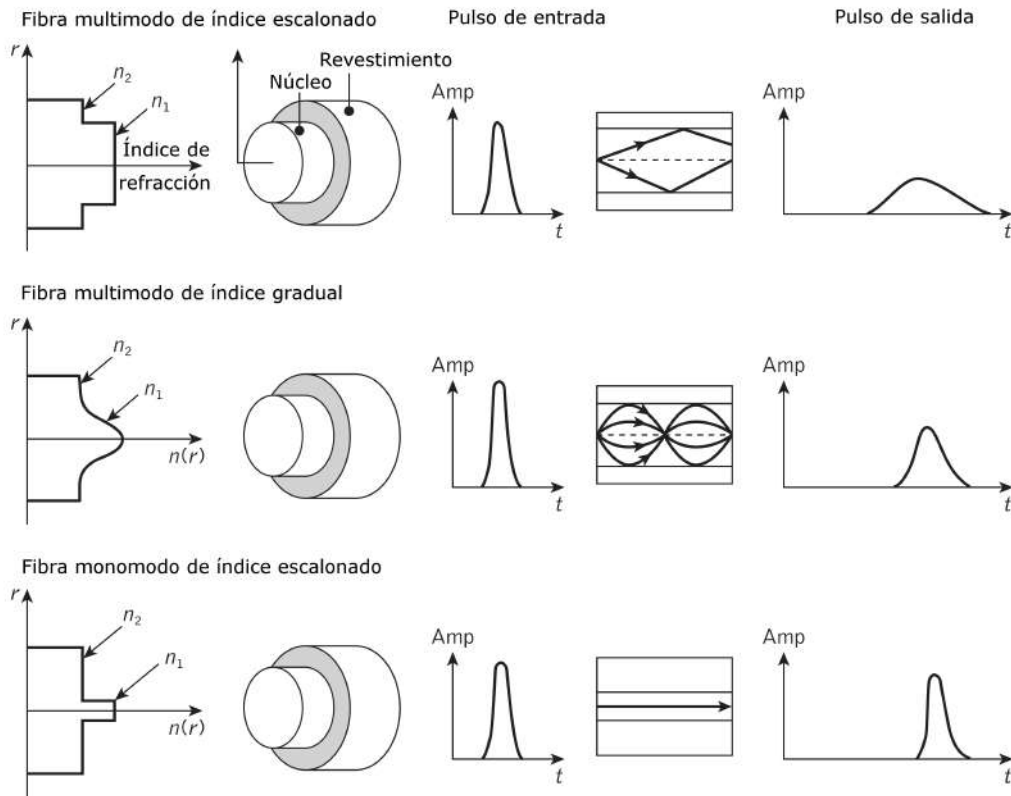


Figura 2.4: Comparación entre una FO multimodo de índice escalonado (arriba), una FO multimodo de índice gradual (en medio), y una FO monomodo de índice escalonado (abajo); junto con sus respectivos ensanchamientos de pulso ocasionados por la dispersión intermodal en cada tipo de FO [7].

2.4.2. Atenuación

La atenuación, o pérdidas de transmisión de las FOs, ha demostrado ser uno de los factores más importantes para lograr su amplia aceptación dentro de las telecomunicaciones. Las comunicaciones por FO resultaron ser especialmente atractivas al reducir su atenuación por debajo de la de su competencia de conductores metálicos (menos de 5 dB Km^{-1}).

La atenuación de la señal (coeficiente de atenuación α) dentro de las FOs, así como la de los conductores metálicos generalmente se expresa en unidades logarítmicas de decibeles sobre unidad de longitud. El decibel, que se utiliza para comparar dos niveles de potencia, se puede definir como la relación de la potencia de entrada P_{in} (transmitida) con la potencia de salida P_{out} (recibida) como [7]:

$$\alpha = \frac{10}{L} \log \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \tag{2.2}$$

donde L es la longitud del medio de transmisión.

Los principales responsables de la atenuación de la señal dentro de una FO son una serie de factores intrínsecos (ver Figura 2.5), ocasionados por la absorción del material, por la dispersión del material (dispersión lineal y no lineal), y pérdidas por curvaturas y microcurvaturas.

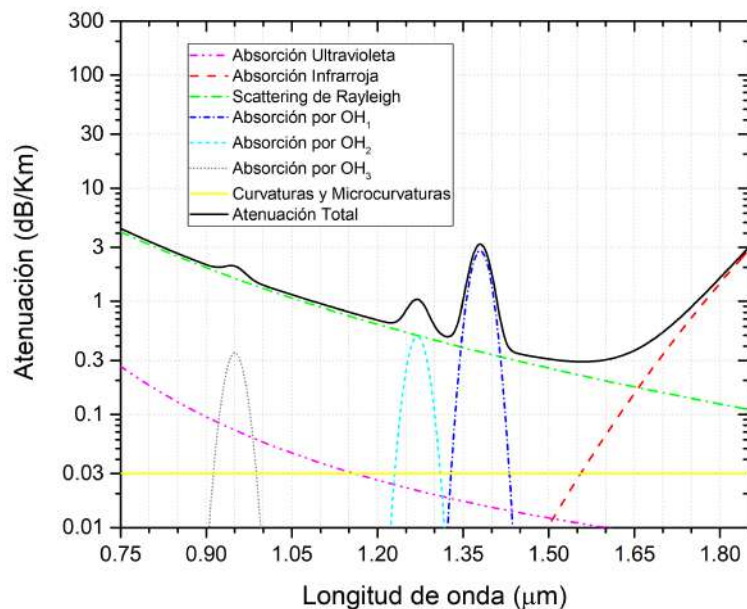


Figura 2.5: Curva de atenuación típica de una FO en función de la longitud de onda (λ).

2.4.3. Dispersión

La dispersión de la señal óptica transmitida provoca distorsión tanto para la transmisión digital como para la analógica a lo largo de una FO. Cuando se consideran aplicaciones de transmisión por FO que implican alguna forma de modulación digital, la dispersión de la FO causa un ensanchamiento de los pulsos de luz transmitidos a medida que viajan a lo largo del enlace óptico [7], tal y como se ilustra en la Figura 2.6. Aquí se puede observar que cada pulso se ensancha y se traslapa con los pulsos adyacentes, llegando al punto en el que no se distinguen uno del otro a la entrada del receptor (Figura 2.6c). Existen 2 tipos de dispersión de acuerdo al tipo de FO que se tenga en consideración: la *dispersión Cromática* y la *dispersión Intermodal*.

La dispersión cromática puede ocurrir en todos los tipos de FO (pese a que este factor afecta mayormente a las FOs monomodo), y surge a partir del hecho de que no existen fuentes ópticas monocromáticas, sino que el espectro emitido es una banda de frecuen-

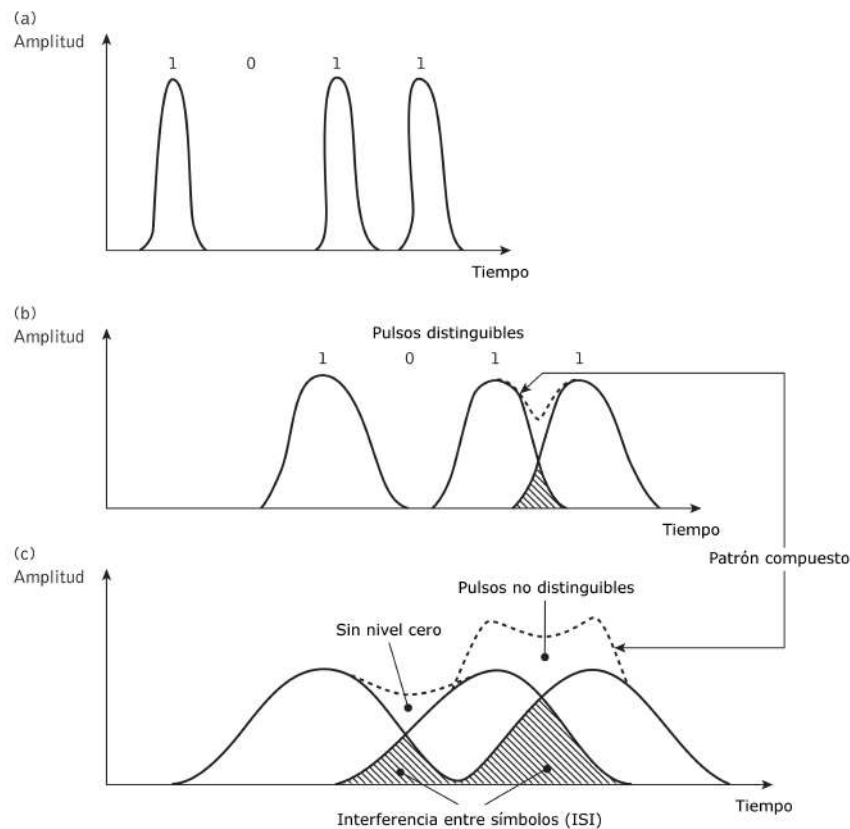


Figura 2.6: Ensanchamiento de un patrón óptico de pulsos digitales 1011 transmitiéndose a lo largo de una FO. **a)** Entrada de la FO. **b)** Salida de la FO a una distancia L_1 **c)** Salida de la FO a una distancia $L_2 > L_1$ [7].

cias, en lugar de una frecuencia pura; lo cual provoca diferencias de retardo de propagación entre las diferentes componentes espectrales de la señal transmitida. Esto ocasiona el ensanchamiento de cada modo transmitido y por lo tanto, la dispersión cromática. Las diferencias de retardo pueden ser causadas por las propiedades dispersivas del material de la guía de onda (dispersión del material) y también por los efectos dentro de la estructura de la FO (dispersión de la guía de onda).

La dispersión intermodal se presenta debido a las diferencias de retardo de propagación de los modos transmitidos dentro de las FOs multimodo. Puesto que los diferentes modos que constituyen un pulso dentro de una FO multimodo viajan a diferentes velocidades de grupo, la anchura del pulso a la salida dependerá de los tiempos de tránsito de los modos más lentos y los más rápidos.

2.4.3.1. Dispersión total en Fibras Ópticas Monomodo

El ensanchamiento de pulsos en las FOs monomodo es provocado mayormente por la dispersión cromática, ya que este tipo de FO sólo permite la propagación de un único

modo. La expresión final de la dispersión total se puede separar en tres componentes de dispersión; estos efectos dominantes son los siguientes [7]:

1. El parámetro de dispersión del material D_M definido por $\lambda/c |d^2\eta/d\lambda^2|$ donde $\eta = \eta_1$ o η_2 para el núcleo o revestimiento, respectivamente.
2. El parámetro de dispersión de la guía de onda D_W que se define como [7]:

$$D_W = - \left(\frac{\eta_1 - \eta_2}{\lambda c} \right) V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} \quad (2.3)$$

donde b es la constante de propagación normalizada.

3. El parámetro de dispersión de perfil D_P que es proporcional a $d\Delta/d\lambda$.

La dispersión total de primer orden D_T es simplemente la suma de la dispersión del material D_M , la dispersión de la guía de onda D_W , y la dispersión de perfil D_P [7]:

$$D_T = D_M + D_W + D_P \quad (2.4)$$

Aunque la dispersión del material y la de la guía de onda suelen ser las dominantes en las FOs monomodo, la dispersión de perfil no debe ser ignorada. Sin embargo, el parámetro de dispersión de perfil D_P puede ser bastante pequeño (por debajo de $0.5 \text{ ps nm}^{-1} \text{ Km}^{-1}$), especialmente a longitudes de onda largas, y a menudo se ignora para calcular la dispersión total de las FOs monomodo de manera aproximada.

El ensanchamiento de los pulsos luminosos debido a la dispersión del material se produce a partir de las diferentes velocidades de grupo de varias componentes espectrales inyectadas a la FO, desde una fuente óptica. Esta diferencia de velocidades resulta de la propiedad que tiene el SiO_2 (Sílice, el material más utilizado en la fabricación del núcleo de las FOs), de variar su índice de refracción en función de la longitud de onda (ver Figura 2.7), y se puede modelar matemáticamente por la ecuación de Sellmeier:

$$\eta = \sqrt{1 + \frac{0.696166\lambda^2}{\lambda^2 - 0.004679148258} + \frac{0.4079426\lambda^2}{\lambda^2 - 0.01351206307} + \frac{0.8974794\lambda^2}{\lambda^2 - 97.93400254}} \quad (2.5)$$

Además, es posible modificar las características de dispersión de las FOs monomodo, de manera que la dispersión total se cancele sólo en ciertas longitudes de onda (a

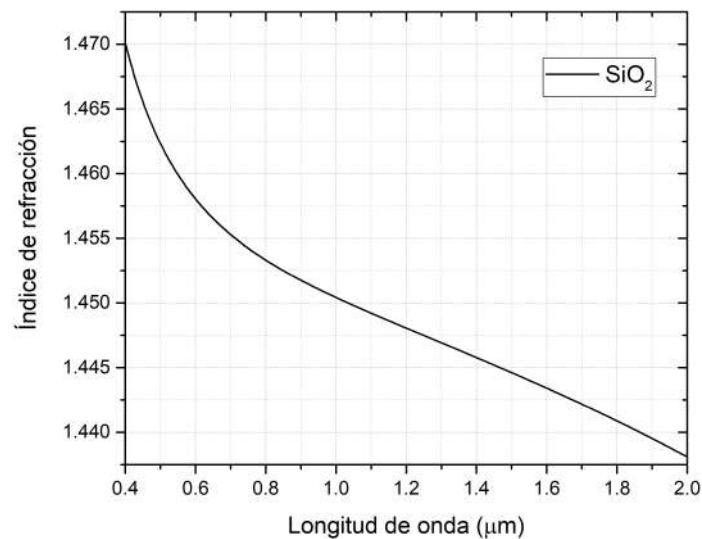


Figura 2.7: Relación entre el índice de refracción (n) y la longitud de onda (λ) para el SiO_2 .

1.3 y 1.55 μm). Esto se puede lograr mediante la reducción del diámetro del núcleo, e incrementando la diferencia relativa de índices de refracción; dando lugar a las FOs de dispersión corrida (o desplazada), de dispersión aplanada, y standard (ver Figura 2.8).

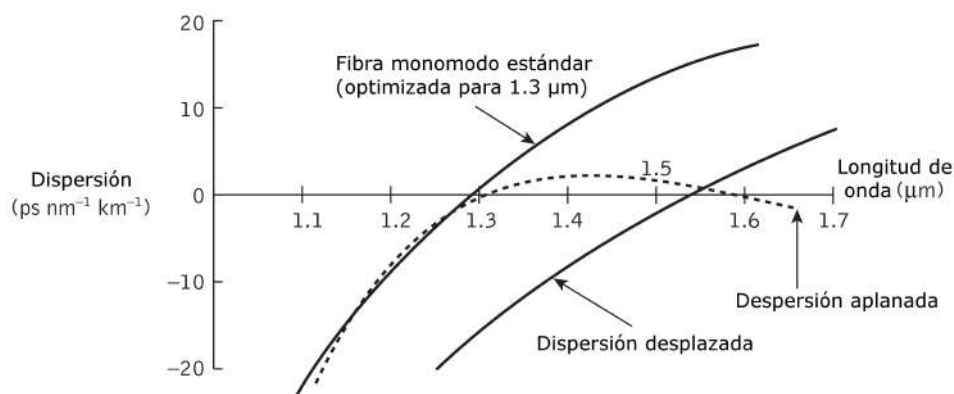


Figura 2.8: Curvas de dispersión total para varios tipos de FOs monomodo [7].

2.5 Láser de Retroalimentación Distribuida (DFB)

La estructura que se emplea en los láseres DFB (*Distributed FeedBack Laser*) es la *Rejilla de difracción de Bragg*, la cual produce una variación periódica en el índice de refracción de la estructura de la guía de onda del láser a lo largo de la dirección de propagación de la onda, de manera que la retroalimentación de la energía óptica se obtiene a través de la reflexión de Bragg. Por lo tanto, la estructura de rejilla corrugada que se muestra en la Figura 2.9 determina la longitud de onda de la emisión del modo longitudinal. Cuando el periodo Λ de la rejilla corrugada es igual a la Ec. (2.6), sólo el modo más próximo a la

longitud de onda de Bragg λ_B se refleja constructivamente, mientras que los otros modos que presentan mayores pérdidas, se suprimen de la oscilación.

$$\Lambda = \frac{l\lambda_B}{2\eta_e} \quad (2.6)$$

Donde l es el orden de la rejilla, y η_e es el índice de refracción efectivo de la guía de onda.

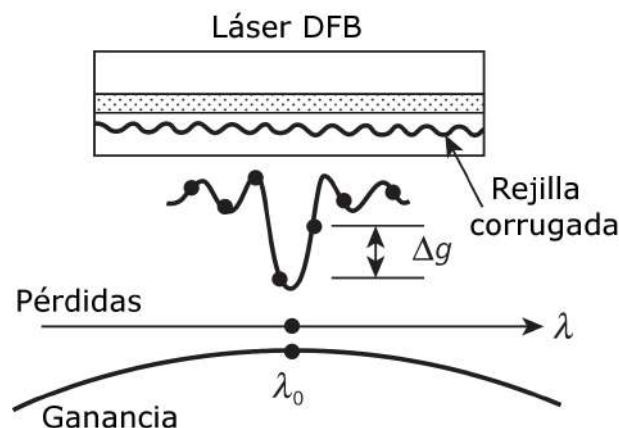


Figura 2.9: Ilustración que muestra la operación monomodo de un Láser de Retroalimentación Distribuida [7].

2.6 Técnicas de Modulación Óptica

La modulación en un sistema de comunicación óptico es el proceso de imprimir información sobre una portadora óptica. Cualquier forma de transferencia de información requiere de modulación, y en comunicaciones ópticas, la manera más sencilla de lograrlo es mediante la *modulación directa*.

Los diodos láser se pueden modular fácilmente variando su flujo de corriente, y los esquemas de modulación directa son los más apropiados para aplicaciones de velocidades de datos por debajo de los 10 Gbit s^{-1} [16]. Sin embargo, a mayores velocidades de modulación, la modulación directa provoca el efecto *chirp*, el cual ensancha el espectro óptico de la señal luminosa. La modulación externa reduce este efecto permitiendo un mayor índice de modulación, y como resultado se incrementa la velocidad de modulación y se alarga la distancia de transmisión del enlace óptico.

2.6.1. Modulación Directa

La modulación directa es utilizada en muchos sistemas de comunicación ópticos debido a su implementación rentable y sencilla. Sin embargo, este tipo de modulación produce efectos no deseados como el chirp y el ensanchamiento espectral, los cuales limitan la velocidad de modulación [17]. La Figura 2.10 muestra un esquema de modulación directa, en donde una señal de RF polariza una fuente óptica variando el flujo de corriente aplicado de manera proporcional, produciendo un haz de luz modulado en intensidad.

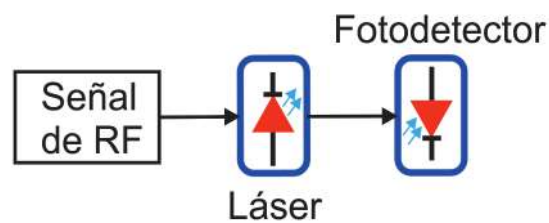


Figura 2.10: Esquema de modulación directa de una fuente óptica.

2.6.2. Modulación Externa

Con el fin de evitar los efectos no deseados asociados con la modulación directa, la modulación externa ofrece una alternativa para conseguir la modulación de la luz con un mejor desempeño. Esta técnica de modulación emplea EOMs (Moduladores electro-ópticos, de *Electro-Optic Modulator*), los cuáles consisten en una guía de onda óptica cuyo índice de refracción es modulado por una señal de RF. La Figura 2.11 ilustra un esquema de modulación externa, en donde una fuente óptica se polariza con una corriente d.c., produciendo un haz de luz que se propaga a través del EOM, el cuál modula la intensidad de la luz en proporción al campo eléctrico aplicado de la señal de RF [17].

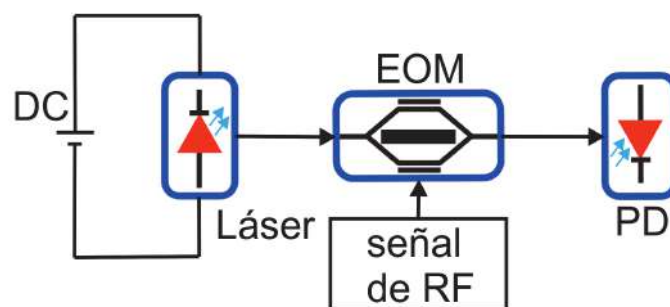


Figura 2.11: Esquema de modulación externa de una fuente óptica.

2.7 Moduladores Electro-ópticos (EOM)

Un modulador electro-óptico (EOM, de *Electro-Optic Modulator*) EOM es una guía de onda óptica que modula la luz que se propaga a través de él. Para la fabricación de estos dispositivos se utiliza un material que posea birrefringencia óptica ($LiNbO_3$ o $LiTaO_3$) controlable o ajustable mediante un campo eléctrico externo aplicado transversalmente o a lo largo de la dirección de propagación de la luz que se desea modular. Al ajustar el voltaje aplicado al EOM, se puede rotar la polarización o variar ligeramente la velocidad del haz de luz.

2.7.1. Modulador de Intensidad Mach-Zehnder (MZ-IM)

Un *Modulador de intensidad Mach-Zehnder* (MZ-IM, de *Mach-Zehnder Intensity Modulator*) es capaz de variar la intensidad de un haz de luz. Como se ilustra en la Figura 2.12, una onda luminosa en la entrada del MZ-IM se divide en dos rayos de luz idénticos por medio de una bifurcación, y los rayos se propagan a través de trayectorias también idénticas. Una de las dos ramas no sufre ninguna modificación, mientras que a la otra se le aplica un campo eléctrico externo utilizando electrodos de RF, variando proporcionalmente el índice de refracción de la rama; lo que a su vez provoca el desfase del rayo de luz propagado. Dicho en otras palabras, la onda luminosa sufre una *Modulación de fase*. Éste efecto electro-óptico se conoce como el *Efecto Pockels* [17].

Posteriormente, los dos rayos de luz se recombinan por medio de una segunda bifurcación, produciendo una interferencia constructiva o destructiva, lo cual da como resultado una *Modulación de intensidad*.

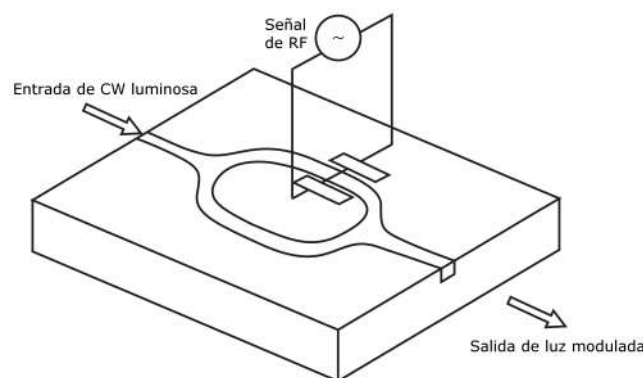


Figura 2.12: Modulador de intensidad Mach-Zehnder en óptica integrada [17].

2.7.1.1. Principio de Operación

Un rayo de luz inyectado a un MZ-IM se puede representar mediante el campo eléctrico $E_i(t)$ de una onda óptica, el cual está dado por:

$$E_i(t) = Ae^{j\omega_o t} \quad (2.7)$$

donde A es la amplitud, ω_o es la frecuencia angular óptica, y t es el tiempo.

Como ya se mencionó anteriormente, la primera bifurcación del MZ-IM separa esta onda óptica incidente en dos ondas con potencias ópticas idénticas. Solamente una de estas dos ondas divididas es modificada modulándose en fase, lo cual se expresa por un factor de desfase ϕ , que está en función del campo eléctrico externo aplicado. Después, la segunda bifurcación provoca la superposición de las dos ondas, y por lo tanto, el campo eléctrico resultante $E_o(t)$ a la salida del MZ-IM es igual a:

$$E_o(t) = \frac{1}{2}Ae^{j\omega_o t} + \frac{1}{2}Ae^{j(\omega_o t + \phi)} \quad (2.8)$$

donde el primer término corresponde al rayo de luz que se propaga por el brazo que permanece sin modificaciones, y el segundo término representa el rayo de luz modulado en fase. La Ec. (2.8) se puede reescribir en términos de intensidad óptica como:

$$I_o(t) = E_o(t) \cdot E_o^*(t) \quad (2.9)$$

donde $I_o(t)$ es la intensidad óptica a la salida, y $E_o^*(t)$ es el complejo conjugado de $E_o(t)$, de tal manera que al desarrollar esta ecuación se obtiene:

$$\begin{aligned} I_o(t) &= \left[\frac{1}{2}Ae^{j\omega_o t}(1 + e^{j\phi}) \right] \left[\frac{1}{2}Ae^{-j\omega_o t}(1 + e^{-j\phi}) \right] \\ &= \frac{1}{4}|A^2|e^{-j\omega_o t + j\omega_o t}(1 + e^{j\phi})(1 + e^{-j\phi}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Aplicando la identidad de Euler $2 \cos \theta = (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$, esta expresión se puede reducir a:

$$\begin{aligned} I_o(\phi) &= \frac{I_i}{4}(2 + 2 \cos \phi) \\ &= \frac{I_i}{2}(1 + \cos \phi) \end{aligned} \quad (2.11)$$

donde $I_i(t)$ es la intensidad óptica de entrada.

Por otra parte, el voltaje V aplicado a los electrodos del MZ-IM producirá una variación

en el índice de refracción extraordinario η_e del $LiNbO_3$, de acuerdo a la expresión:

$$\Delta\eta_e = \frac{\eta_e^3 r_{33}}{2d} V \quad (2.12)$$

donde $r_{33} = 30.8 \text{ pm V}^{-1}$ es el coeficiente de Pockels, y d es la distancia de separación entre los electrodos de RF.

La diferencia de cambio de fase producida en uno de los brazos del MZ-IM se define como:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta\eta_e l \quad (2.13)$$

donde λ es la longitud de onda de la fuente óptica, y l es la longitud de los electrodos del MZ-IM.

Sustituyendo la Ec. (2.12) en (2.13), se obtiene la expresión para el factor de desfase, que está dada por:

$$\phi = \frac{2\pi V}{2} \frac{\eta_e^3 r_{33}}{\lambda} \frac{l}{d} \quad (2.14)$$

donde el término $\frac{\eta_e^3 r_{33}}{\lambda} \frac{l}{d}$ representa el *Voltaje de media onda* V_π , el cual es el voltaje necesario para producir un desfase de π radianes en la onda luminosa. Reemplazando la variable V_π en la Ec. (2.14) se tiene que:

$$\phi = \frac{\pi}{V_\pi} V \quad (2.15)$$

Por último, al sustituir la Ec. (2.15) en (2.11), se obtiene la expresión que representa la intensidad óptica a la salida del MZ-IM en función del voltaje aplicado a los electrodos, de manera que:

$$I(V) = \frac{I_i}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V \right) \right] \quad (2.16)$$

Esta ecuación representa la función de transferencia de un MZ-IM, y con ella es posible determinar su región lineal de operación. Esta función se muestra en la Figura 2.13, donde se puede observar que el voltaje aplicado a los electrodos de RF debe operarse alrededor de la parte central en la zona lineal, es decir, en torno a $V = \frac{V_\pi}{2}$, esto con la finalidad de obtener una modulación óptica eficiente. Para comprender mejor la función de transferencia del MZ-IM [Ec. (2.16)], esta expresión se evalúa para 3 casos:

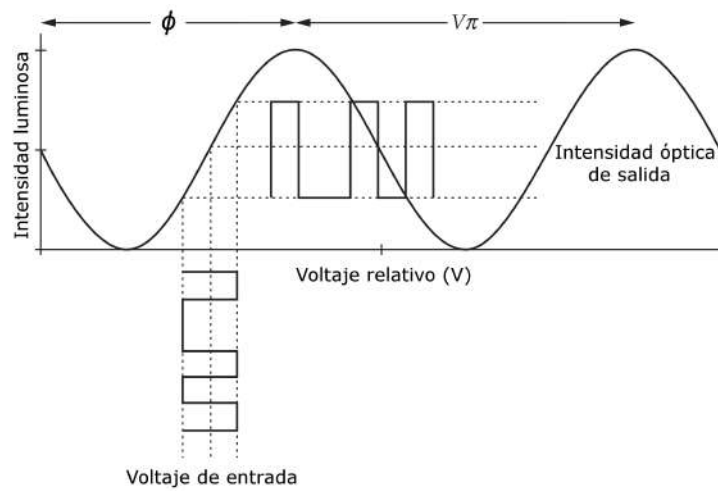


Figura 2.13: Relación de entrada/salida de un modulador externo basado en el efecto Pockels, donde un voltaje de entrada y una intensidad óptica resultante están superpuestas sobre la función de transferencia. [17].

$$I(V) = \begin{cases} I_o & \text{si } V = 0 \\ \frac{I_o}{2} & \text{si } V = \frac{V\pi}{2} \\ 0 & \text{si } V = V\pi \end{cases} \quad (2.17)$$

donde en el primer caso se obtiene la intensidad óptica máxima (I_o), en el segundo caso se obtiene la intensidad óptica promedio ($\frac{I_o}{2}$), y en el tercer caso se obtiene la intensidad óptica nula ($I_o = 0$).

Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización del Filtro microcinta

3.1 Introducción

La microcinta (*microstrip*) y otras líneas de transmisión impresas son las más adecuadas para la realización de circuitos de RF. Utilizando materiales con bajas pérdidas es posible crear líneas de transmisión con atenuaciones aceptables, con la ventaja de tener una gran versatilidad (se pueden fabricar dentro de un amplio rango de impedancias características) y un tamaño reducido (con constantes dieléctricas altas es posible producir componentes muy pequeños). La microcinta (con diferentes configuraciones posibles) es usada ampliamente en la producción de amplificadores, filtros, fuentes de antenas impresas; mientras que para frecuencias de microondas altas y ondas milimétricas bajas, es preferible utilizar las líneas suspendidas e invertidas.

3.2 Proceso de Diseño

Este proceso comienza con la selección de la topología del filtro pasa baja (LPF, de *Low-Pass Filter*) microcinta que se pretende diseñar. Por simplicidad, se optó por realizar un filtro microcinta con estructura de “Escalera LC de impedancia escalonada” (SILCL, de *Stepped-Impedance, L-C Ladder type LPF*). Dicha estructura se muestra en la Figura 3.1a, donde se observa que este LPF microcinta está compuesto por una secuencia de líneas anchas y delgadas; y en sus extremos se localiza una línea que representa la impedancia de carga (Z_0). Las líneas delgadas se comportan como una inductancia en serie, y a su vez poseen una alta impedancia; mientras que las líneas anchas se comportan como una

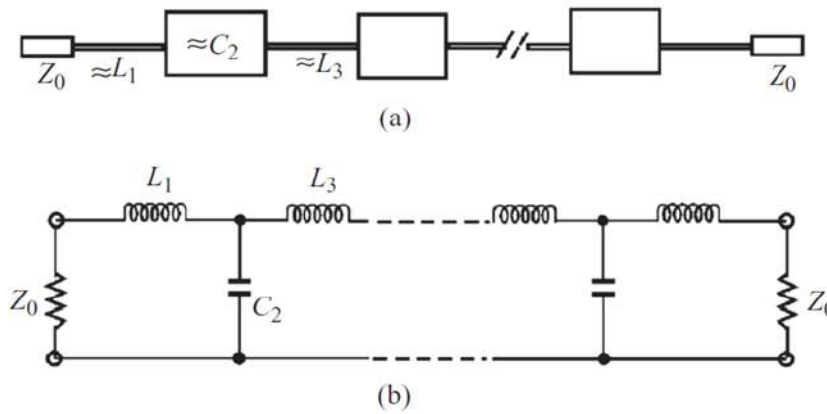


Figura 3.1: a) Estructura general de filtros pasa baja microcinta SILCL. b) Circuito equivalente de un filtro pasa baja con estructura de escalera LC. [18]

capacitancia en paralelo, y a su vez poseen una baja impedancia (ver Figura 3.1b).

A continuación, se debe seguir el orden del diagrama de flujo de la Figura 3.2, el cuál muestra la metodología para el diseño general de los LPFs microcinta SILCL utilizados en este sistema de comunicación. Cabe mencionar que los valores de los parámetros iniciales del diseño fueron determinados tomando en cuenta ciertas consideraciones, tales como:

- **Frecuencia de corte (f_c):** Puesto que se desea trabajar dentro de la banda S en el rango de las microondas, dicha frecuencia debe estar dentro del rango de $2 \text{ GHz} < f_c < 4 \text{ GHz}$.
- **Orden del filtro (n):** A mayor orden, mayores serán las dimensiones del filtro microcinta, por eso el valor de este parámetro debe ser lo más alto posible, pero no demasiado como para aumentar mucho el tamaño del filtro.
- **Constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r):** A menor constante dieléctrica del sustrato, mayores serán las dimensiones del filtro microcinta.
- **Impedancia de carga (Z_0):** El valor de impedancia característica más comúnmente utilizada en los dispositivos de RF y microondas son $Z_0 = 50 \Omega$.

De acuerdo a las consideraciones mencionadas arriba, y siguiendo la secuencia mostrada en la Figura 3.2, el siguiente paso es determinar los parámetros iniciales para el diseño del filtro microcinta, tal y como se muestra en la Tabla 3.1.

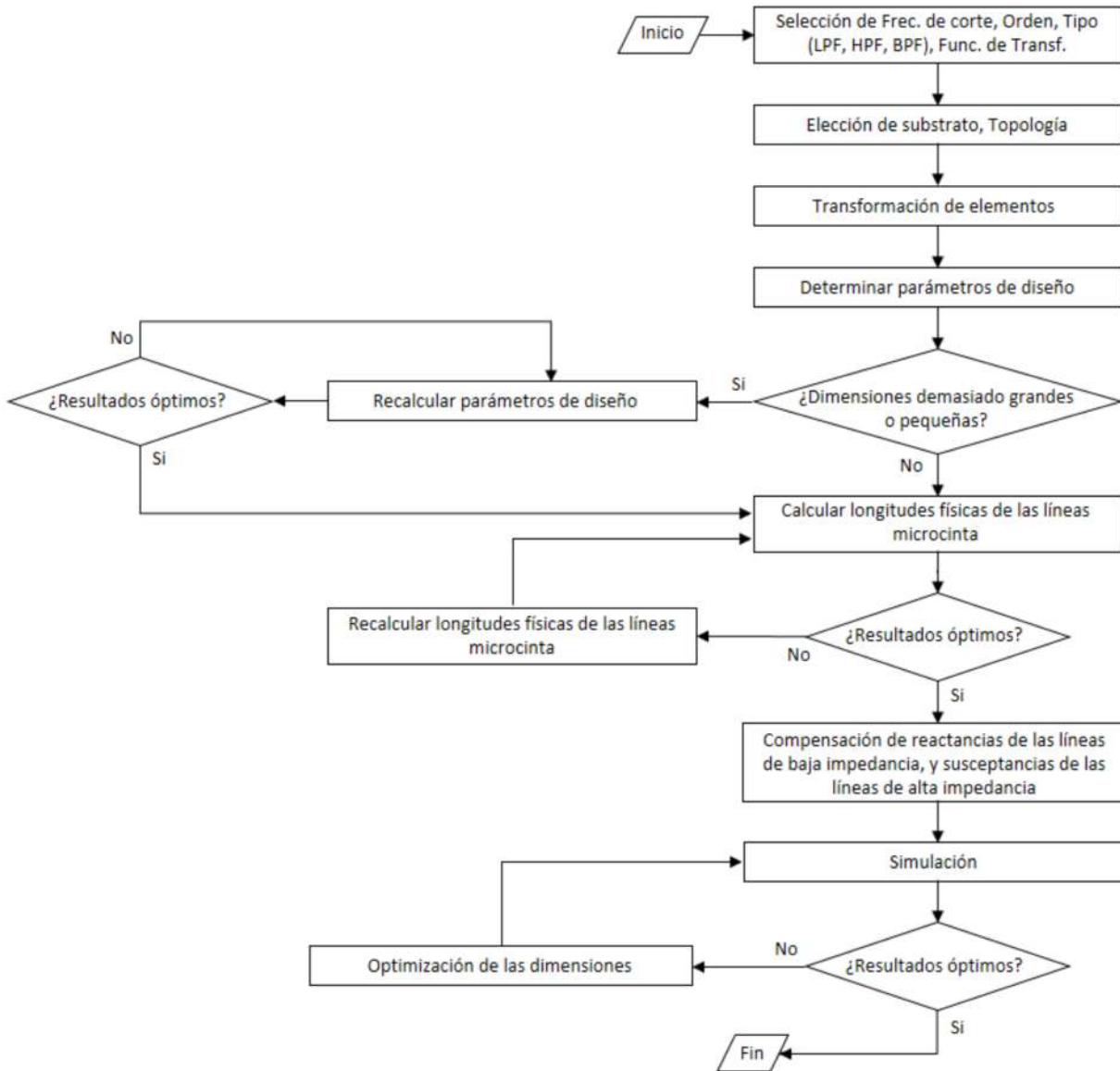


Figura 3.2: Diagrama de flujo del diseño del LPF microcinta SILCL.

Tabla 3.1: Parámetros iniciales de diseño para un filtro microcinta.

Parámetro	Valor
Frecuencia de corte (f_c)	2 GHz
Orden del filtro (n)	7
Tipo	LPF
Función de transferencia	Chebyshev
Cte. dieléctrica del sustrato (ϵ_r)	4.4 (FR-4)
Grosor del sustrato (h)	1.27 mm
Impedancia de carga (Z_0)	50 Ω
Grosor del conductor (cobre)	18 μm

Dado que este LPF será de orden 7 y tendrá una función de transferencia Chebyshev, se procede a tomar los valores de la séptima fila ($n = 7$) en la Tabla 3.2. Esta tabla contiene

Tabla 3.2: Valores de elementos para prototipo de LPF Chebyshev [18].

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7841	1.3924	0.7970	1		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1
Con banda de paso de $L_{Ar} = 0.01$ dB ($g_0 = 1, \Omega_c = 1$)										

los valores de los elementos para LPFs Chebyshev prototipo, con un rizado en la banda de paso de $L_{Ar} = 0.01$ dB, donde $\Omega_c = 1$ rad es la frecuencia angular de corte normalizada, y g_i son los valores de los elementos. Ahora, sustituyendo todos estos datos en las Ec. (3.1), podemos calcular una transformación de elementos, es decir, se obtienen los valores de capacitancia e inductancia del circuito escalera LC equivalente [18]:

$$\begin{aligned}
 L_1 = L_7 &= \left(\frac{Z_0}{g_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_1 = 3.245 \text{ nH} \\
 C_2 = C_6 &= \left(\frac{g_0}{Z_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_2 = 2.268 \text{ pF} \\
 L_3 = L_5 &= \left(\frac{Z_0}{g_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_3 = 7.118 \text{ nH} \\
 C_4 &= \left(\frac{g_0}{Z_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c} \right) g_4 = 2.66 \text{ pF}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

donde se puede observar que entre mayor sea el orden del filtro, mayor será el número de ecuaciones a calcular y viceversa.

Antes de proceder al siguiente paso, se deben determinar los valores de la impedancia característica de las líneas de alta (Z_{0L}) y baja (Z_{0C}) impedancia de manera que se cumpla la relación de desigualdad: $Z_{0L} > Z_0 > Z_{0C}$. Además, se requiere que la relación entre Z_{0L}/Z_{0C} sea lo más alta posible con el fin de que los valores de los elementos distribuidos sean lo más parecido posible a los valores de los elementos agrupados; sin embargo, las anchuras de las líneas Z_{0L} y Z_{0C} tienen ciertas limitaciones (es decir, una Z_{0L} muy alta provocaría una línea microcinta demasiado delgada; mientras que una Z_{0C} muy baja causaría una línea microcinta demasiado ancha). En resumen, el siguiente paso es determinar la anchura de las líneas, así como sus respectivas longitudes de onda

guiada e impedancias características.

La expresión para calcular la constante dieléctrica efectiva ϵ_{re} de Hammerstad y Jensen está dada por [19]:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (3.2)$$

donde $u = W/h$, W es la anchura de la línea microcinta, h es el grosor del sustrato (ver Figura 3.3), y además:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right]$$

$$b = 0.564 + \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3}\right)^{0.053}$$

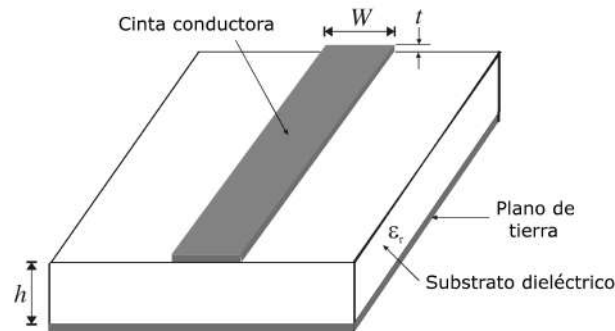


Figura 3.3: Estructura general de una línea microcinta [18].

La impedancia característica de una línea microcinta se define como:

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (3.3)$$

donde $\eta = 120\pi$ es la impedancia característica del vacío, y:

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528} \right]$$

Ahora que la constante dieléctrica efectiva ha sido calculada, la longitud de onda guiada λ_g del modo quasi-TEM de la línea microcinta es igual a [18]:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (3.4)$$

para los casos en los que la frecuencia esté dada en GigaHertz (GHz), de modo que la longitud de onda guiada estará dada en unidades de milímetros. Las ecuaciones (3.2) y

(3.3) se simularon utilizando el software de MATLAB® para graficar una curva (ver Figura 3.4), la cual permite conocer el valor correspondiente de impedancia característica para cierta anchura (W) de una línea microcinta.

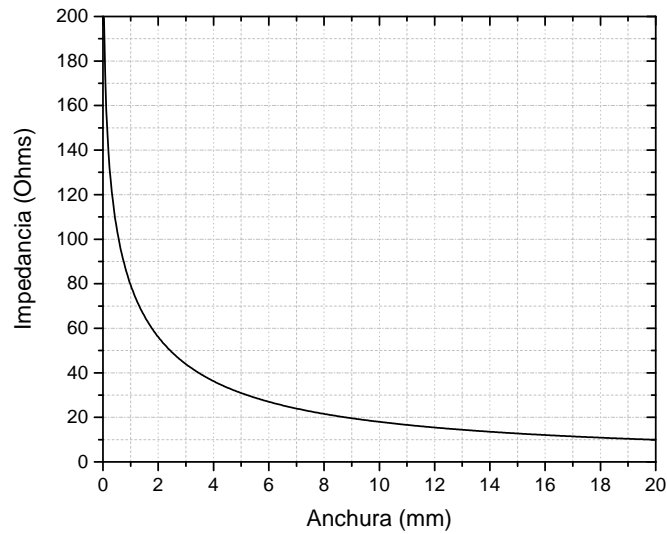


Figura 3.4: Curva de la relación entre la anchura (W) de una línea microcinta, y su impedancia característica.

Utilizando esta gráfica junto con la Ec. (3.4), es posible calcular las anchuras de las líneas de impedancia de carga, de alta y baja impedancia; así como sus respectivas longitudes de onda guiada e impedancias características, las cuáles se definen en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Parámetros de diseño para un LPF microcinta SILCL.

	Línea ancha	Línea de 50 Ω	Línea delgada
Impedancia característica (Ohms)	$Z_{0C} = 15$	$Z_0 = 50$	$Z_{0L} = 89$
Longitud de onda guiada (mm)	$\lambda_{gC} = 75.1$	$\lambda_{g0} = 81.1$	$\lambda_{gL} = 84.5$
Ancho de la línea microcinta (mm)	$W_C = 12$	$W_0 = 2.3$	$W_L = 0.7$

Una vez obtenidos todos estos parámetros, lo siguiente es sustituirlos en las Ec. 3.5 para calcular las longitudes iniciales de las líneas de alta y baja impedancia [18]:

$$\begin{aligned}
 l_{L1} = l_{L7} &= \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \text{sen}^{-1} \left(\frac{\omega_c L_1}{Z_{0L}} \right) = 6.24 \text{ mm} \\
 l_{C2} = l_{C6} &= \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \text{sen}^{-1} (\omega_c C_2 Z_{0C}) = 5.15 \text{ mm} \\
 l_{L3} = l_{L5} &= \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \text{sen}^{-1} \left(\frac{\omega_c L_3}{Z_{0L}} \right) = 18.56 \text{ mm} \\
 l_{C4} &= \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \text{sen}^{-1} (\omega_c C_4 Z_{0C}) = 6.12 \text{ mm}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

No obstante, estas longitudes no toman en consideración los efectos de reactancia en serie de las líneas de baja impedancia, ni la susceptancia de las líneas de alta impedancia.

Para compensar éstos efectos, se debe resolver un sistema de ecuaciones no lineales de 4 incógnitas, satisfaciendo las siguientes expresiones [18]:

$$\begin{aligned}
 \omega_c L_1 &= Z_{0L} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi l_{L1}}{\lambda_{gL}} \right) + Z_{0C} \tan \left(\frac{\pi l_{C2}}{\lambda_{gC}} \right) \\
 \omega_c C_2 &= \frac{1}{Z_{0C}} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi l_{C2}}{\lambda_{gC}} \right) + \frac{2}{Z_{0L}} \tan \left(\frac{\pi l_{L3}}{\lambda_{gL}} \right) \\
 \omega_c L_3 &= Z_{0L} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi l_{L3}}{\lambda_{gL}} \right) + Z_{0C} \tan \left(\frac{\pi l_{C4}}{\lambda_{gC}} \right) \\
 \omega_c C_4 &= \frac{1}{Z_{0C}} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi l_{C4}}{\lambda_{gC}} \right) + \frac{2}{Z_{0L}} \tan \left(\frac{\pi l_{L3}}{\lambda_{gL}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Finalmente, al resolver este sistema de ecuaciones se obtienen las dimensiones físicas para este LPF microcinta (LPF-2), las cuáles se muestran en la Tabla 3.4. En esta misma Tabla también se muestran las dimensiones del diseño de un segundo LPF microcinta (LPF-1) utilizando exactamente los mismos parámetros de diseño, excepto por la frecuencia de corte, la cuál se fijó a $f_c = 1$ GHz.

Tabla 3.4: Dimensiones físicas para LPF-1 y LPF-2 (mm).

Parámetro	LPF-2	LPF-1
$l_{L1} = l_{L7}$	6	11.66
$l_{C2} = l_{C6}$	2.24	5.12
$l_{L3} = l_{L5}$	17.27	32.6
l_{C4}	3.23	7
l_{Z0}	10.14	5.14
W_C	12	11.5
W_L	0.7	0.7
W_0	2.3	2.43

Cabe señalar que las longitudes físicas de las líneas de impedancia de carga (l_{Z0}) se determinaron simulando el modelo del filtro microcinta, variando la longitud de onda guiada de la línea de impedancia de carga de acuerdo a $\lambda_{g0}/2^{x-1}$, donde $x = 1, 2, 3, 4, \dots$ etc., hasta obtener la mejor respuesta posible.

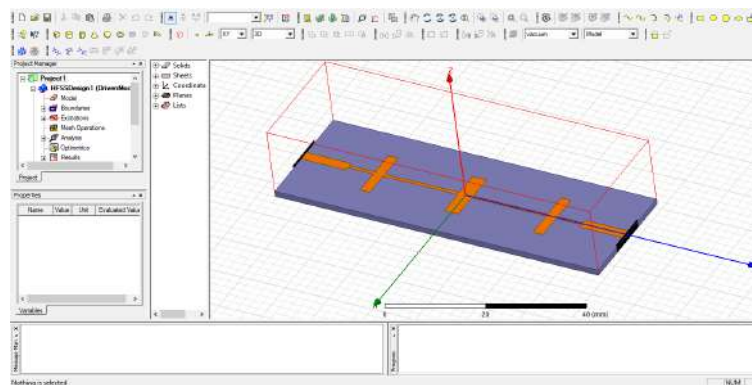
3.3 Simulación Electromagnética

Una vez obtenidas todas las dimensiones necesarias para fabricar los LPFs, el siguiente paso es realizar una simulación electromagnética de los *Parámetros de dispersión* (Parámetros S), con el fin de conocer una estimación del desempeño de los dispositivos de RF que

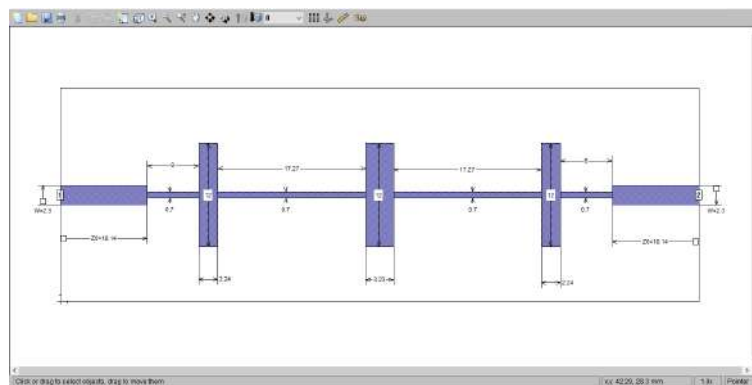
se pretenden fabricar, de manera que se pueda corroborar que todo el diseño realizado se llevó a cabo de manera correcta.

Para esta tarea se emplearon 2 softwares de simulación electromagnética: HFSS® y Sonnet®. En la Figura 3.5 se muestran los entornos de simulación en HFSS® y en Sonnet®, en donde se modelaron los diseños del LPF-1 y LPF-2, para posteriormente simular su respuesta en frecuencia mediante los parámetros de dispersión S_{21} (coeficiente de transmisión) y S_{11} (coeficiente de reflexión).

Como se observa en las gráficas de la Figura 3.6, hay bastante similitud entre las líneas rojas y azules (coeficientes de transmisión y reflexión), lo cual nos señala que los diseños realizados en la sección anterior son correctos; y también que las simulaciones hechas en los dos softwares fueron efectuadas de manera apropiada. Estas gráficas (3.6a y 3.6b) también indican que las frecuencias de corte de ambos filtros coinciden con los cálculos realizados en la etapa de diseño.



(a)



(b)

Figura 3.5: Interfaces de usuario para simulaciones electromagnéticas en a) HFSS® [20] y en b) Sonnet® [21].

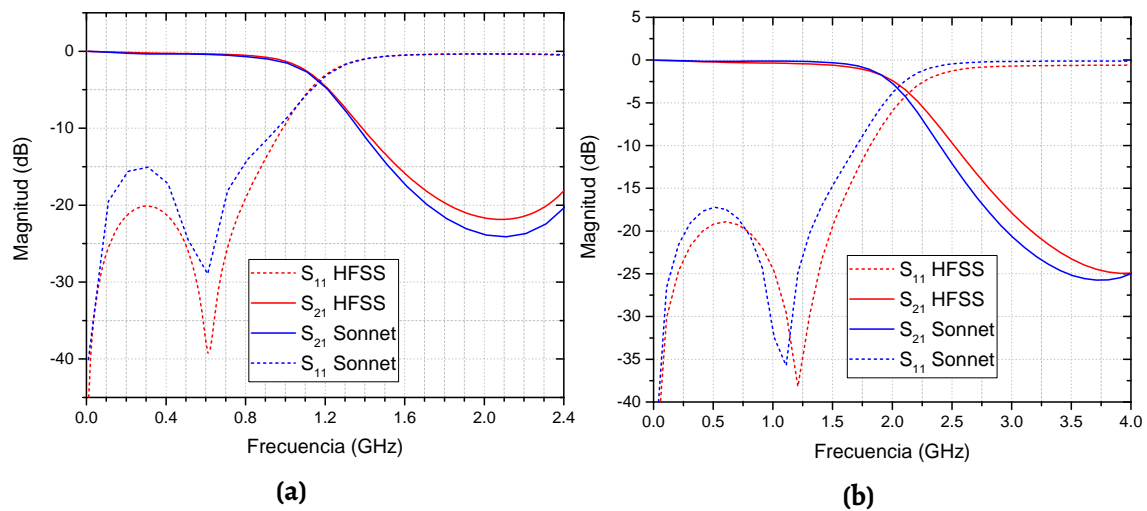


Figura 3.6: Parámetros S_{21} y S_{11} simulados en HFSS® y Sonnet®, correspondientes al a) LPF-1 y b) LPF-2.

3.4 Fabricación

Ahora que ya se verificó el correcto diseño de los LPFs microcinta por medio de las simulaciones electromagnéticas, el siguiente paso es proceder a su fabricación; para lo cual se utilizó una máquina de prototipado para PCB (Placa de circuito impreso, de *Printed Circuit Board*) LPKF ProtoMat H100 (ver Figura 3.7), empleando una placa fenólica con sustrato de FR-4 y conductor de cobre de doble cara.

El software de Sonnet® incluye una herramienta para generar un archivo *.gbr* (Gerber) a partir del modelo simulado. Este formato de archivo contiene toda la información necesaria para la fabricación de la PCB, y el software del ProtoMat H100 (LPKF CircuitCAM) es el encargado de leer el archivo Gerber para fabricar los LPFs, taladrando la PCB de FR-



Figura 3.7: Máquina de prototipado para PCB, LPKF® ProtoMat H100 utilizada en la fabricación de los LPFs microcinta.

4 con herramientas de fresado de diferentes diámetros. La Figura 3.8 muestra imágenes de los LPFs microcinta fabricados con esta máquina de prototipado para PCB, donde se observa un par de conectores SMA (SubMiniatura versión A) soldados con estaño a los extremos de cada LPF, con el fin de conectorizarlos con otros dispositivos de RF.



Figura 3.8: Filtros pasa baja microcinta con estructura de escalera LC de impedancia escalonada **a)** con $f_c = 1$ GHz (LPF-1) y **b)** $f_c = 2$ GHz (LPF-2), fabricados con una LPKF ProtoMat H100.

3.5 Caracterización

El último paso antes de comenzar a operar estos filtros pasa baja microcinta consiste en su caracterización, es decir, la medición de la respuesta en frecuencia de estos dispositivos. El equipo utilizado para medir los coeficientes de transmisión y reflexión de los LPFs fue un Analizador de redes vectoriales (VNA, de *Vector Network Analyzer*) Anritsu MS2038C. Con el fin de obtener mediciones lo más precisas posible, se debe calibrar el VNA antes de cada sesión. El procedimiento para la calibración del VNA es un estándar llamado SOL (Corto circuito, Circuito abierto, Carga acoplada; de *Short, Open, Load*, respectivamente) en el cual se utiliza una herramienta con tres elementos SOL calibrados.



Figura 3.9: Analizador de redes vectoriales Anritsu® MS2038C utilizado en la caracterización de los LPFs microcinta.

Una vez realizada la calibración, se conecta cada LPF microcinta a los puertos 1 y 2 del VNA, y la medición se efectúa mediante un barrido en frecuencia desde 0 a 4 GHz, a 0 dBm (ver Figura 3.9).

Por último, la Figura 3.10 ilustra la comparación entre los coeficientes de transmisión (S_{21}) medidos y simulados del LPF-1 (Fig. 3.10a) y LPF-2 (Fig. 3.10b). Esta comparación de resultados fue graficada importando los datos obtenidos al software de Origin®; en donde se puede apreciar que las tres respuestas en frecuencia simuladas y medida, son muy aproximadas.

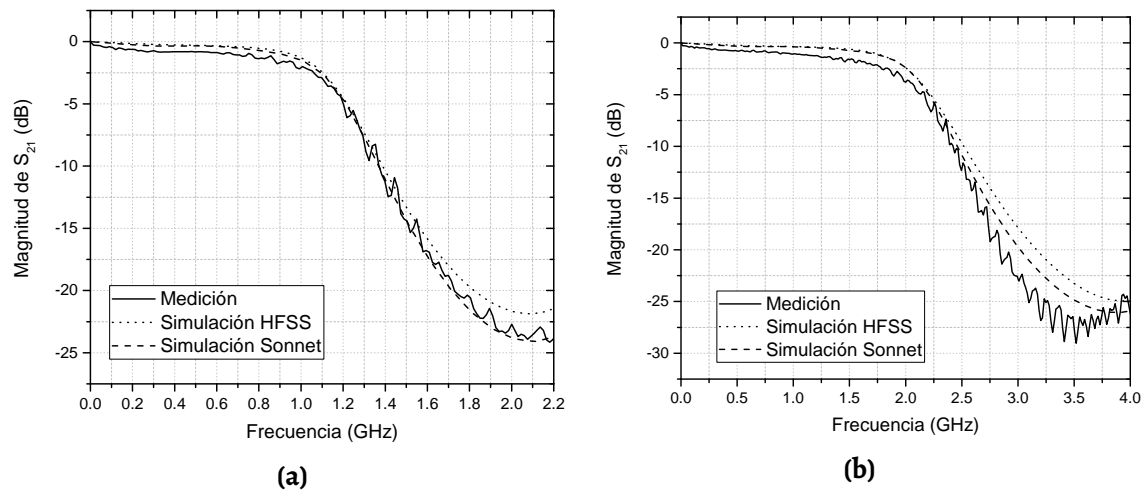


Figura 3.10: Comparación entre los coeficientes de transmisión (S_{21}) medidos (línea continua) y simulados (líneas discontinuas y líneas punteadas) correspondientes al a) LPF-1 y b) LPF-2.

Descripción del sistema *Radio sobre Fibra* (RoF)

4.1 Introducción

Para poder demostrar de manera práctica el desempeño de los LPFs microcinta fabricados, se propuso un esquema de comunicación RoF (Radio sobre Fibra, de *Radio over Fiber*) en el cual se integraron estos dispositivos. Este sistema de comunicación coherente punto-a-punto está basado en modulación externa a larga distancia (30 Km), en donde el transmisor envía la información a través de un enlace de FO, utilizando la banda S de microondas (desde 2 a 4 GHz).

4.2 Caracterización del sistema electro-óptico

La Figura 4.1 ilustra un esquema de comunicación básico, compuesto por dispositivos utilizados dentro del sistema de comunicación RoF propuesto, el cual está constituido por un láser DFB sintonizable *New Focus TLB-3902*, operando a 1550 nm. El espectro de

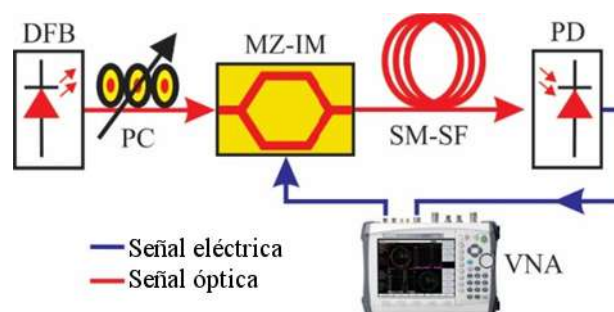


Figura 4.1: Esquema experimental utilizado para caracterizar la respuesta en frecuencia del sistema básico de comunicación RoF utilizando un VNA *Anritsu*® MS2038C.

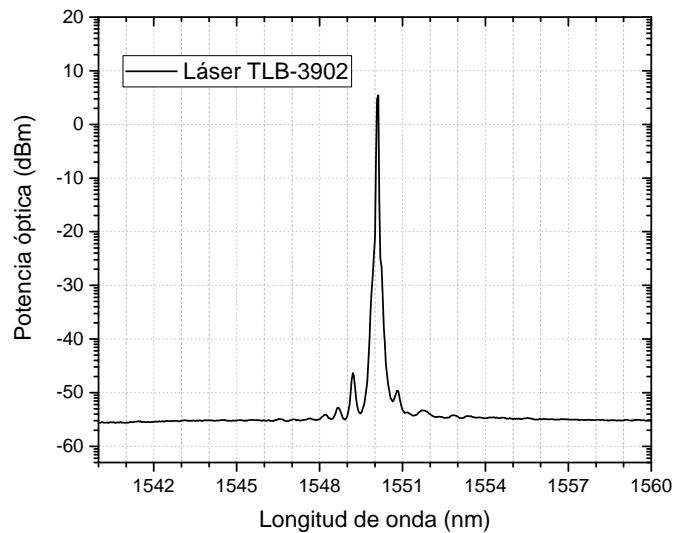


Figura 4.2: Espectro de emisión del láser DFB, capturado con un OSA.

emisión de esta fuente óptica se muestra en la Figura 4.2, donde se puede observar que la anchura espectral de este láser es muy estrecha, razón por la cual los láseres DFB típicamente son considerados como cuasi-monomodo. Cabe señalar que no fue posible obtener la caracterización de este láser por medio de su curva característica (potencia óptica en función de la corriente de polarización), puesto que esta fuente óptica se encuentra dentro de un módulo que utiliza una tecnología patentada de empaquetado. Por lo tanto, la corriente de polarización de este láser no es variable, al menos no mediante el software empleado como interfaz de usuario para esta fuente óptica.

Después del láser DFB se encuentra un PC (Controlador de polarización, de *Polarization Controller*). Este dispositivo es necesario para maximizar la potencia de salida del MZ-IM, ya que este último es sensible a variaciones en la polarización de la luz. Luego, se encuentra un MZ-IM *Optilab*®, IM-1550.

A continuación se tiene un enlace óptico de SM-SF (FO standard monomodo, de *Single Mode-Standard Fiber*) con una dispersión de $D = 17 \text{ ps nm}^{-1} \text{ Km}^{-1} @ 1550 \text{ nm}$, de longitud $L = 30 \text{ Km}$, y un PD (Fotodetector, de *PhotoDetector*) *Optilab*, LR-15-A-M, con responsividad de $\mathfrak{R} = 0.85 \text{ A/W}$, y un ancho de banda de $BW = 15 \text{ GHz}$. De manera similar como en el capítulo anterior, se utilizó el mismo VNA para caracterizar la respuesta en frecuencia (S_{21}) de este esquema de comunicación básico. Para llevar a cabo este procedimiento, el VNA genera un barrido en frecuencia desde 0 a 12 GHz, el cual se aplica a los electrodos del MZ-IM. La portadora óptica de la Fig. 4.2 se modula en intensidad en

función del barrido de frecuencia antes mencionado, y esta señal óptica se envía a través del enlace óptico de SM-SF. Por último, a la salida de la FO, el PD se encarga de realizar la conversión óptica-eléctrica de la señal recibida por medio del principio de detección directa. Esta señal eléctrica es enviada de vuelta al VNA, el cual determina la respuesta en frecuencia de este sistema electro-óptico (ver Figura 4.3). Esta caracterización nos señala cómo se ve afectado el desempeño de este esquema de comunicación, principalmente por el ancho de banda del PD, así como por la longitud y la dispersión de la FO.

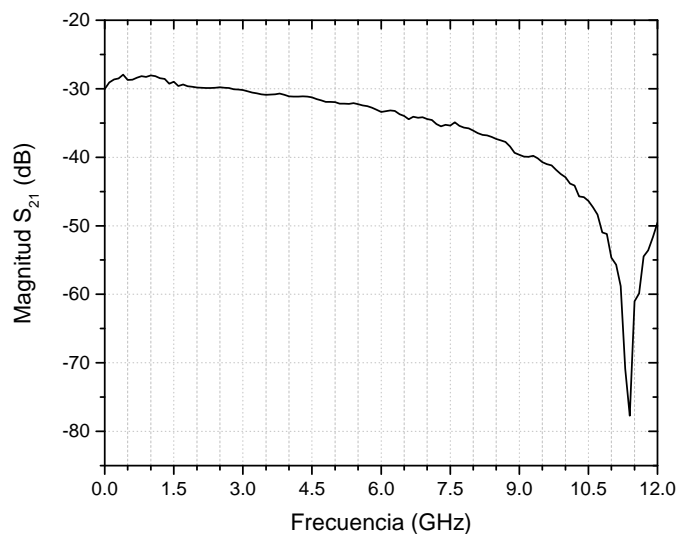


Figura 4.3: Respuesta en frecuencia del sistema de comunicación electro-óptico.

4.3 Sistema híbrido Radio sobre Fibra

El esquema experimental del sistema de comunicación RoF propuesto se ilustra en la Figura 4.4. Primeramente se utiliza una antena comercial (*Philips*[®], SDV6226/27, con ganancia de 22 dB) para generar una señal de TV digital ATSC (Advanced Television Sys-

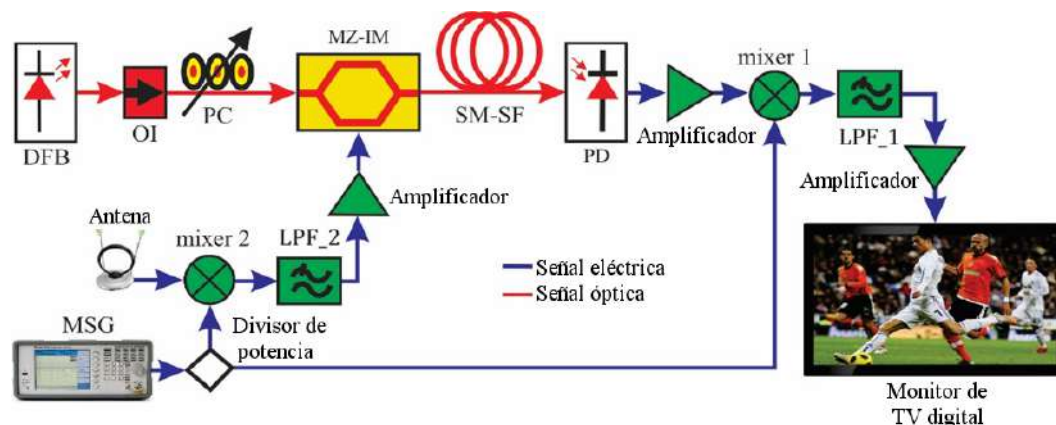


Figura 4.4: Esquema experimental propuesto del sistema de comunicación electro-óptico.

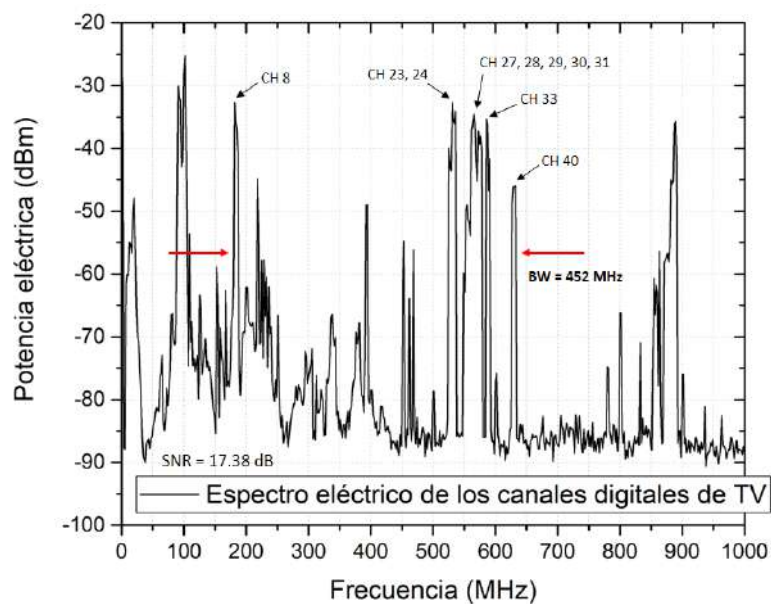


Figura 4.5: Espectro de la señal 8-VSB de TV digital captada en Hermosillo, Son. en donde las etiquetas señaladas corresponden a los 11 canales físicos (ver Tabla 4.1), mientras que las flechas rojas indican el ancho de banda.

tems Committee) con los 16 canales virtuales de TV abierta disponibles en la ciudad de Hermosillo, Sonora, México. Utilizando el mismo VNA, fue posible medir el espectro eléctrico de esta señal (ver Figura 4.5), puesto que este equipo también tiene la función de ESA (Analizador de espectros eléctricos, de *Electric Spectrum Analyzer*). Este espectro co-

Tabla 4.1: Canales digitales de TV abierta en Hermosillo, Son.

Distintivo	Banda de frecuencia (MHz)	Canal físico	Canal virtual
XHUS	180 – 186	8	8.1
XHHES	524 – 530	23	
XHHO	530 – 536	24	7.1
			7.2
XHOPHA	548 – 554	27	11.1
			14.1
			14.2
			20.1
			22.1
XHCTHE	554 – 560	28	3.1
XHHMS	560 – 566	29	5.1
XHHSS	566 – 572	30	1.1
			1.2
XHHMA	572 – 578	31	9.1
XHAK	584 – 590	33	12.1
XEWH	626 – 632	40	15.1
TOTAL:	BW = 452 MHz	11	16 Canales

rrresponde a los 16 canales virtuales modulados en un formato que se conoce como 8-VSB (Modulación de banda lateral vestigial de 8 niveles, de *8-level Vestigial SideBand modulation*), en donde se puede apreciar la banda de frecuencia donde está ubicado cada uno de los canales digitales, así como su respectiva potencia eléctrica, y el ancho de banda total que ocupa esta señal (ver Tabla 4.1).

Después de la antena, se emplea un mezclador de frecuencia *Mini-Circuits*[®], ZX05-U742MH+ (Mixer 2) para modular en AM, una señal de microondas de 2.4 GHz a -3 dBm, donde la señal moduladora son los canales digitales de TV de la Fig. 4.5. Dicha señal portadora es producida por un MSG (Generador de señales de microondas, de *Microwave Signal Generator*) Agilent[®], N9310A; para después ser distribuida por un *divisor de potencia*, y utilizar esta señal tanto en el proceso de modulación, así como en la demodulación. La señal a la salida del *Mixer 2* se conoce como DSBFC (Doble banda lateral con portadora completa, de *Double-SideBand Full-Carrier*), la cuál es filtrada por el LPF-2, de manera que la USB (Banda lateral superior, de *Upper SideBand*) queda suprimida, generando así, una señal SSBFC (Banda lateral única con portadora completa, de *Single-SideBand Full-Carrier*); la cual es amplificada y luego enviada a los electrodos del MZ-IM para modular la portadora óptica de la Fig. 4.2. La Figura 4.6 muestra las señales DSBFC y SSBFC obtenidas en este esquema experimental, donde se puede observar que el ancho de banda fue reducido cerca de un 50 % después de haber filtrado la señal DSBFC.

Por otro lado, la onda luminosa producida por el láser DFB es inyectada a un OI (Ais-

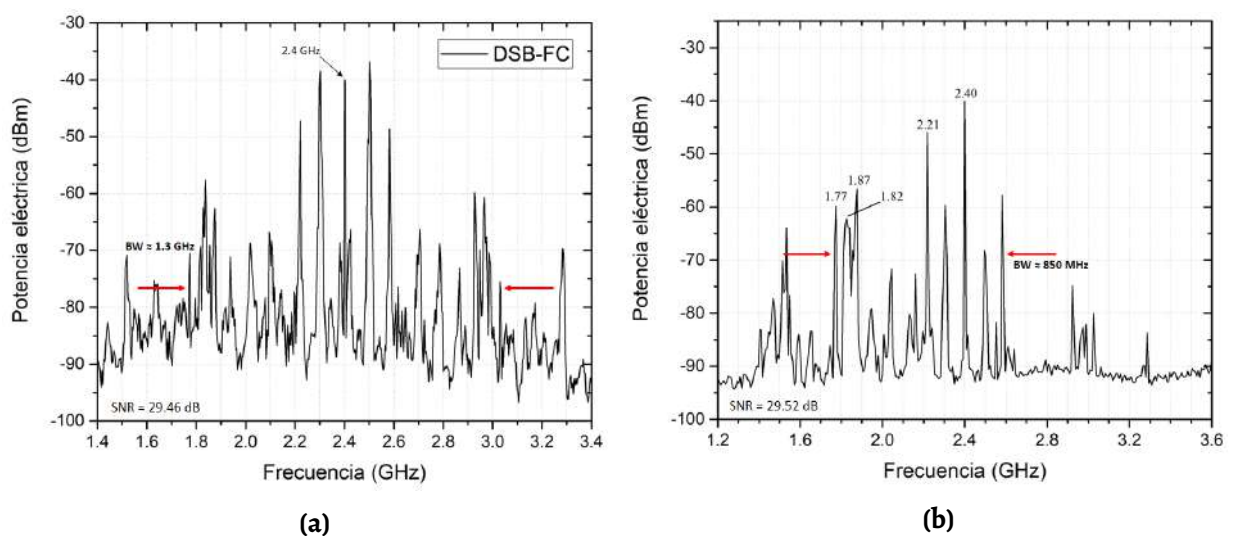


Figura 4.6: Espectros eléctricos de la señal **a)** DSBFC (Antes del LPF-2) y **b)** SSBFC (Después del LPF-2).

lador óptico, de *Optical Isolator*) con el fin de garantizar la operación estable de la fuente óptica, evitando reflexiones de regreso al diodo láser. La señal óptica a la salida del OI es conectada a un PC, y después al MZ-IM, para posteriormente transmitir la onda óptica modulada a través del enlace óptico de 30 Km de longitud. Al final de la SM-SF, la onda luminosa es fotodetectada por el PD, y convertida nuevamente a una señal eléctrica. Esta señal de RF es amplificada y mezclada con la otra mitad de la señal portadora de 2.4 GHz; por medio del *Mixer 1*, para realizar el proceso de demodulación. En este punto se utiliza el LPF-1 con el objetivo de suprimir las componentes espectrales de alta frecuencia, tales como la señal SSBFC remanente a la salida del *Mixer 1*; y con esto lograr que la señal 8-VSB tenga el menor ruido, y la mejor calidad posibles.

4.4 Resultados

Al final de este sistema de comunicación electro-óptico (Fig. 4.4), y a la salida del LPF-1 se encuentra una última etapa de amplificación. El espectro a la salida de esta etapa se capturó con el ESA (ver Figura 4.8b), donde se puede apreciar la comparación entre la señal tomada directamente a la salida de la antena, contra la señal 8-VSB recuperada al final de este sistema de comunicación. La Figura 4.8a ilustra un fragmento del video recuperado reproduciéndose en una pantalla de TV digital, correspondiente al canal virtual 12.1, en donde, a pesar de que la Fig. 4.8b muestra que el espectro de la señal 8-VSB recuperada presenta una ligera atenuación con respecto a la señal 8-VSB original, tanto el audio como el video recuperados mostraron una calidad de reproducción sin degradaciones perceptibles.

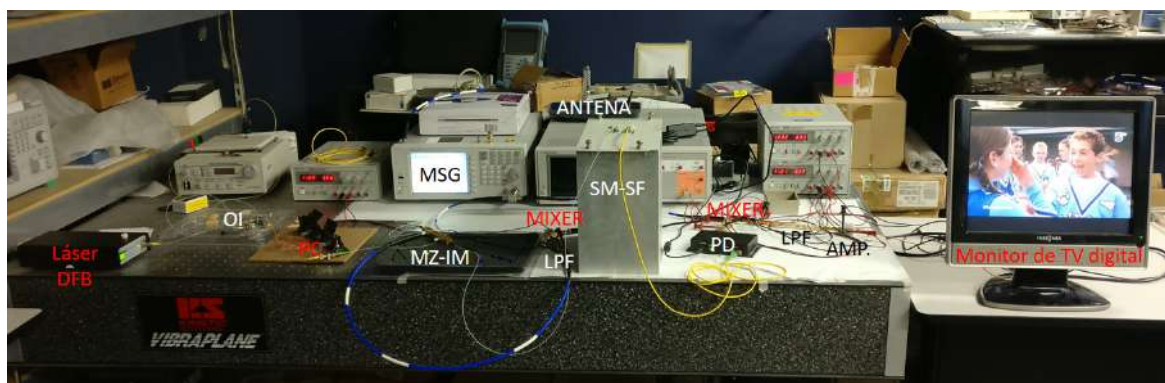
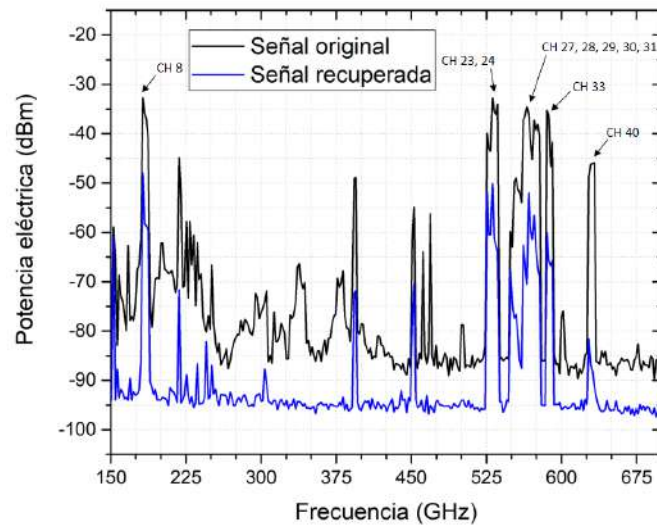


Figura 4.7: Fotografía del sistema de comunicación RoF propuesto, dentro del laboratorio de optoelectrónica de la UNISON.



(a)



(b)

Figura 4.8: a) Comparación entre los espectros eléctricos de las señales 8-VSB original (línea negra), y la recuperada (línea azul). b) Fragmento del video recuperado reproduciéndose en un monitor de TV.

Finalmente, la Figura 4.7 ilustra una fotografía del esquema experimental utilizado en este proyecto, dentro del laboratorio de optoelectrónica de la Universidad de Sonora. En esta fotografía se puede apreciar cada uno de los dispositivos y equipos empleados, señalados con su respectiva etiqueta.

Referencias

- [1] J. Capmany, B. Ortega y D. Pastor. “A tutorial on microwave photonic filters”. En: *J. Lightwave Technol.* 24.1 (2006), págs. 201-229 (vid. pág. 1).
- [2] Roland Montagne y col. *FTTx 2014 Markets & Trends: Facts & Figures*. Inf. téc. University of Zurich, Department of Informatics, ene. de 2010 (vid. pág. 1).
- [3] *Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON)*. ITU-T Standard G.983.1 G.983.1. International Telecommunication Union, 2005, págs. 1-124. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.983.1-200501-I/en> (vid. pág. 1).
- [4] T. Muciaccia, F. Gargano y V. Passaro. “Passive Optical Access Networks: State of the Art and Future Evolution”. En: *Photonics* 1.4 (2014), págs. 323-346 (vid. pág. 1).
- [5] Gerd Keiser. *FTTx Concepts and Applications*. Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2006 (vid. págs. 3-6).
- [6] W. Tomasi. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. Edo. de México, México: Pearson, 2001 (vid. págs. 7, 8).
- [7] John M. Senior. *Optical Fiber Communication Principles and Practice*. Harlow, England: Prentice Hall, 2009 (vid. págs. 10, 11, 13-20).
- [8] T. H. Maiman. “Stimulated optical radiation in ruby”. En: *Nature* 187.4736 (1960), págs. 493-494 (vid. pág. 12).
- [9] K. C. Kao y G. A. Hockham. “Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies”. En: *Proc. IEE* 113.7 (1966), págs. 1151-1158. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1966.0189> (vid. pág. 12).
- [10] A. Werts. “Propagation de la lumière cohérente dans les fibres optiques”. En: *L'Onde Electrique* 46 (1966), págs. 967-980 (vid. pág. 12).
- [11] M. Bass y Eric W. Van Stryland. *Fiber Optics Handbook*. New York, New York: McGraw-Hill, 2002 (vid. pág. 12).
- [12] Richard DeSalvo y col. “Advanced components and sub-system solutions for 40 Gb/s transmission”. En: *Journal of Lightwave Technology* 20.12 (dic. de 2002), págs. 2154-2181. ISSN: 0733-8724. DOI: [10.1109/JLT.2002.806782](https://doi.org/10.1109/JLT.2002.806782) (vid. pág. 12).
- [13] A. Belahlou y col. “Fiber design considerations for 40 Gb/s systems”. En: *Journal of Lightwave Technology* 20.12 (dic. de 2002), págs. 2290-2305. ISSN: 0733-8724. DOI: [10.1109/JLT.2002.806777](https://doi.org/10.1109/JLT.2002.806777) (vid. pág. 12).
- [14] M. Born y E. Wolf. *Principles of Optics*. 7.^a ed. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 1999 (vid. pág. 13).
- [15] K. Thyagarajan y Ajoy Ghatak. *Fiber Optic Essentials*. Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2007 (vid. pág. 14).

- [16] Mohammad Azadeh. *Fiber Optics Engineering*. Davis, California: Springer, 2009 (vid. pág. 20).
- [17] Michael Bass y col. *Handbook of Optics*. 3.^a ed. Vol. 5. New York, New York: McGraw-Hill, 2010. ISBN: 978-0-07-163314-7 (vid. págs. 21, 22, 25).
- [18] Jia-Sheng Hong y M. J. Lancaster. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. 1.^a ed. Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2001. ISBN: 0-471-38877-7 (vid. págs. 27, 29-32).
- [19] E. Hammerstad y O. Jensen. "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design". En: *IEEE MTT-S International* (mayo de 1980), págs. 407-409. DOI: 10.1109/MWSYM.1980.1124303 (vid. pág. 30).
- [20] Ansoft. *Ansoft High Frequency Structure Simulator v10 User's Guide*. Internet. Jun. de 2005. URL: <http://anlage.umd.edu/HFSSv10UserGuide.pdf> (vid. pág. 33).
- [21] Inc. Sonnet Software. *Sonnet User's Guide (Release 11)*. Internet. Mar. de 2007. URL: <https://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/guide.pdf> (vid. pág. 33).

Conclusiones

- Con el apoyo de los softwares de *MATLAB*[®], *Sonnet*[®], *HFSS*[®] y *LPKF*[®] *CircuitCAM*, se diseñaron y fabricaron dos filtros microcinta con frecuencia de corte (f_c) de 1 y 2 GHz respectivamente.
- Se propuso un esquema de comunicación electro-óptico, el cual sirvió como plataforma para integrar y poner a prueba el desempeño de los filtros microcinta fabricados en este proyecto.
- Se consiguió, de manera exitosa, la transmisión y recepción de una señal digital 8-VSB de audio y video, a través de un enlace de 30 Km de FO, empleando el sistema de comunicación RoF planteado.
- Empleando el LPF-2, se obtuvo una señal con un formato de modulación de *Banda lateral única*, reduciendo el ancho de banda eléctrico cerca de un 50 %.
- Los resultados obtenidos muestran que los LPFs fabricados son de séptimo orden, y que la banda de rechazo comienza a partir de 1.09 y 1.95 GHz (en -3 dB) respectivamente.

Trabajo a futuro

- Reemplazar el enlace de SM-SF por uno de DSF (Fibra óptica de dispersión desplazada, de *Dispersion Shifted Fiber*), con el objetivo de anular los efectos de la dispersión ($D = 0$ ps Km⁻¹ nm⁻¹ @ 1.55 μm); o de manera alternativa, realizar un análisis de los efectos de la dispersión.
- Sustituir los dispositivos de RF (como los divisores de potencia y antena) utilizados en este esquema de comunicación, por dispositivos microcinta diseñados a la medida.

- Diseñar e integrar filtros con otras estructuras, las cuales presentan menores dimensiones y un mejor desempeño que los filtros SILCL utilizados.
- Mejorar la distribución del sistema de comunicación, transformándolo de *Punto-a-punto* a *Punto-a-multipunto*, utilizando una antena al final de este esquema de comunicación para transmitir la misma señal a varios usuarios.
- Realizar un análisis en el dominio del tiempo de las señales transmitidas y recuperadas; el cuál no se llevó a cabo puesto que el laboratorio de optoelectrónica de la Universidad de Sonora no cuenta con un osciloscopio apto para analizar las señales digitales a frecuencias elevadas.

Índice de figuras

1.1.	Esquema básico de una Red Óptica Pasiva (PON).	2
1.2.	Arquitectura de una Red Óptica Pasiva (PON) típica	4
1.3.	Ejemplos de FTTx	5
1.4.	Red de Acceso óptica de Ethernet Punto a Punto	6
1.5.	Sistemas de Banda Lateral Única	8
2.1.	Región utilizada para las comunicaciones por fibra óptica en el espectro electromagnético.	11
2.2.	Sistemas de Comunicación	13
2.3.	Estructura de una guía de onda de Fibra Óptica	14
2.4.	Comparación entre distintos tipos de FOs	15
2.5.	Curva de atenuación típica de una FO en función de la longitud de onda (λ).	16
2.6.	Ensanchamiento de un patrón óptico de pulsos digitales, ocasionado por los efectos de la Dispersión	17
2.7.	Relación entre el índice de refracción (n) y la longitud de onda (λ) para el SiO_2 .	19
2.8.	Curvas de dispersión total para varios tipos de FOs monomodo.	19
2.9.	Operación monomodo de un Láser de Retroalimentación Distribuida.	20
2.10.	Esquema de modulación directa de una fuente óptica.	21
2.11.	Esquema de modulación externa de una fuente óptica.	21
2.12.	Modulador de intensidad Mach-Zehnder en óptica integrada.	22
2.13.	Función de transferencia de un modulador externo basado en el efecto Pockels.	25
3.1.	Estructura general de filtros pasa baja microcinta SILCL.	27
3.2.	Diagrama de flujo del diseño del LPF microcinta SILCL.	28
3.3.	Estructura general de una línea microcinta.	30

3.4. Curva de la relación entre la anchura (W) de una línea microcinta, y su impedancia característica.	31
3.5. Interfaces de usuario para simuladores electromagnéticos.	33
3.6. Parámetros S_{21} y S_{11} simulados.	34
3.7. Máquina de prototipado para PCB, LPKF® ProtoMat H100 utilizada en la fabricación de los LPFs microcinta.	34
3.8. Filtros LPF microcinta fabricados, con estructura de <i>escalera LC de impedancia escalonada</i>	35
3.9. Analizador de redes vectoriales Anritsu® MS2038C utilizado en la caracterización de los LPFs microcinta.	35
3.10. Comparación entre los coeficientes de transmisión (S_{21}) medidos y simulados.	36
4.1. Esquema experimental utilizado para caracterizar la respuesta en frecuencia del sistema básico de comunicación RoF.	37
4.2. Espectro de emisión del láser DFB.	38
4.3. Respuesta en frecuencia del sistema de comunicación electro-óptico.	39
4.4. Esquema experimental propuesto del sistema de comunicación electro-óptico.	39
4.5. Espectro de la señal 8-VSB de TV digital captada en Hermosillo, Son.	40
4.6. Espectros eléctricos de la señal DSBFC y SSBFC.	41
4.7. Fotografía del sistema de comunicación RoF propuesto.	42
4.8. Resultados.	43

Apéndices

Como fruto del trabajo de investigación realizado en el proyecto de esta tesis, se redactaron y publicaron dos artículos científicos, los cuales se exponen dentro de esta sección. El primer documento se sometió para su publicación en el evento de la *V Semana de la Ingeniería en Tecnología Electrónica* (SITE 2017), organizado año con año por la Universidad de Sonora; el cual se llevó a cabo en la ciudad de Hermosillo, Sonora, México. Este documento se titula: “*A seventh-order Chebyshev microstrip low-pass filter for single side band modulation applications*”, y se puede encontrar a continuación, dentro de esta sección.

El segundo artículo se presentó en el congreso internacional *LATINCOM 2017* (IEEE 9th Latin-American Conference on Communications), el cual se lleva a cabo todos los años en una ciudad latinoamericana distinguida, teniendo lugar en esta ocasión en la ciudad de Guatemala, Guatemala. Este documento lleva por título: “*Transmission System for Digital TV-signal Distribution through a Passive Optical Network in the Microwave S-band*”, y está publicado en la biblioteca digital de *IEEE Xplore*[®] (<http://ieeexplore.ieee.org/document/8240148/>). También se encuentra disponible en esta sección, al término del primer artículo.

A seventh-order Chebyshev microstrip low-pass filter for single side band modulation applications

J. Antonio Icedo-Navarro¹, Anderson K. Romero-Jaime¹, A. G. Correa-Mena^{2,3}, A. García-Juárez^{1*}, Ignacio E. Zaldívar-Huerta², J. R. Noriega¹

¹Universidad de Sonora, Departamento de Investigación en Física. Blvd. Luis Encinas y Rosales S/N, Hermosillo, Sonora, México, C. P. 83000

²Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, Departamento de Electrónica, Luis Enrique Erro No.1, Santa María Tonantzintla, Puebla, México C. P. 72840

³Universidad Técnica Particular de Loja, Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica, San Cayetano Alto, Loja, Ecuador, 11-01-608

*agarcia@cifus.uson.mx

Abstract- In this paper, a seventh-order Chebyshev microstrip low pass filter (LPF) is presented. The filter structure is based on stepped-impedance, which is represented as L-C ladder type. The LPF is designed, simulated and fabricated in order to operate with a cutoff frequency at 2.1 GHz and a bandpass ripple of 0.01 dB. The dielectric material used in this paper is FR4 and good agreements between simulated and experimental results are obtained. The electrical characteristics of the fabricated LPFs can be suitable to be integrated into communications systems configured as Single Side Band (SSB) in order to take advantage of the available bandwidth of a microwave link.

Keywords— Chebyshev microstrip low pass filter; L-C ladder type; FR4; Single Side Band modulation.

I. INTRODUCTION

It is well known that microstrip filters are two port networks designed mainly with transmission line in order to transmit microwave signals on microwave electrical links or on microwave photonic links, removing some frequency components that are not desired in the system [1, 2]. These microstrip filters can be fabricated by means of Printed Circuit Board (PCB) technology [3]. On the other hand, a microwave LPF is an important component to suppress spurious frequencies [4]. It means that signals below a certain cutoff frequency are allowed to pass in the LPF offering high attenuation above it. With these characteristics LPFs are largely integrated in many microwave and millimeter wave communication systems to reject higher frequencies. For example, in wireless communication systems planar LPFs are popular, because of their simple structures and low fabrication cost. Traditional design of a LPF involves the use of open stubs or stepped-impedance microstrip lines, however, these structures have a gradual cutoff response and a narrow stopband [4]. In order to solve this problem and design an LPF with wide stopband and high performance to suppress harmonics, different structures, such as stepped impedance resonators, imperfect ground structures, and electromagnetic bandgap, have been—previously reported in [5, 6]. Moreover, another technique that can improve this limitation consists through increasing the pass-band Insertion Loss (IL) by adding new sections, resulting in an increase in the order of the filter. Although increasing the order of the filter can improve its performance, the physical size of the filter is also increased. However, for our proposal, the physical size of the filter is not a restriction, since the main motivation of this research is to demonstrate that by

integrating a seventh-order Chebyshev microwave LPF into a simple communication system, it is possible to obtain SSBs that guarantee a better use of the bandwidth in communication systems. The filter structure is based on stepped-impedance, which is represented as L-C ladder type. The LPF is designed, simulated and fabricated in order to operate with a cutoff frequency at 2.1 GHz and a bandpass ripple of 0.01 dB. The remainder of this paper is organized as follows. Section II describes the filter design procedure. In Section III, simulation and experimental results of the proposed filter are presented. Description of the communication system configured as SSB, integrating a Chebyshev microwave LPF is presented in Section IV. Finally, conclusions are summarized in Section V.

II. FILTER DESIGN PROCEDURE

For this paper, a Chebyshev filter is designed which provides a quick, balanced and damped response. The microstrip selected for this filter is the L-C ladder type, alternating high and low impedance levels on the transmission lines as is shown in Fig. 1.

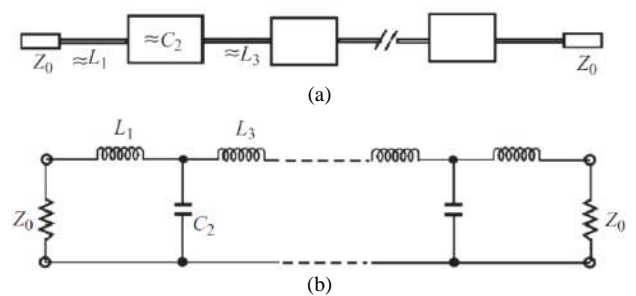


Fig.1. (a) General structure of a microstrip stepped-impedance LP filter and (b) Representation of the LP filter as L-C ladder type [7].

The characteristic impedance for the high and low impedance lines is initially fixed under the next constraint:

- $Z_{0C} < Z_0 < Z_{0L}$, where Z_{0C} and Z_{0L} are the low and high characteristic impedance of the lines, respectively, and Z_0 is the source impedance which is usually 50 Ω for microstrip filters.

Theoretically, the relationship between Z_{0C} and Z_{0L} should be as high as possible to obtain the distributed elements values as close as possible to those of the lumped values, but there is

Transmission System for Digital TV-signal Distribution through a Passive Optical Network in the Microwave S-band

¹J. A. Icedo-Navarro, ¹R. E. Tapia-Rodríguez, ¹A. García-Juárez, ¹J. R. Noriega-Luna

¹Departamento de Investigación en Física
Universidad de Sonora
Hermosillo, Sonora, México, 83000

^{2,3}A. G. Correa-Mena *student member IEEE*, ²L. A. González-Mondragón *student member IEEE*, ^{2*}I. E. Zaldivar-Huerta *Senior member IEEE*

Departamento de Electrónica
²Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.
Tonantzintla, Puebla, México, 72840
³Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica,
Universidad Técnica Particular de Loja
San Cayetano Alto, Loja, Ecuador, 11-01-608
*zaldivar@inaoep.mx

Abstract—In this paper a practical application of an electro-optical communication system based on external modulation is reported. The sixteen ATSC TV-channels located at 2.4 GHz, were transmitted over a 30 km of standard optical fiber. The transmitted TV-signal uses Single-Side Band Full Carrier (SSBFC) modulation, allowing in this way an adequate management of the transmitted power and the bandwidth. The efficient use of the available bandwidth of the electro optical system is achieved using two Low-Pass Filters (LPFs). Two seventh-order microstrip Chebyshev LPFs are designed and fabricated to select the signals to be transmitted through a point-to-point Passive Optical Network (PON). The experimental results allow this electro-optical communication system located in the field of radio over optical fiber shows that can be used as an alternative means for transmission of multimedia data with potential applications in a PON.

Keywords—digital TV-signal, low-pass filters, microwave signals, passive optical networks, microstrip.

I. INTRODUCTION

In recent years, the use of internet, wireless data, digital-TV, voice, wireless telephony, among others, have increased the demand for bandwidth. To increase the available bandwidth, it is necessary to have a transmission medium that combines conventional optoelectronics schemes with Radio-Frequency (RF) wireless systems [1]. Community Antenna Television (CATV) companies find the fiber useful for video services [2]. The high information-carrying capacity of the optical fiber, makes it the perfect choice for transmitting signals to subscribers. In this regard, PON is currently considered the most cost-effective way to deploy Fiber-To-The-Home (FTTH) networks, allowing the final user to receive high quality services [3]. Fig. 1, depicts a basic scheme of a PON which consists of an Optical Line Termination (OLT) at the network provider Central Office (CO), a number of near end-user terminals, called Optical Network Terminal (ONT) and an Optical Distribution

Network (ODN), that constitutes the optical transmission medium for the physical connection of the ONTs to the OLTs [4]. Usually, in this scheme, the Distributed Feedback (DFB) laser is preferred due to its narrow bandwidth which favors a high-speed modulation [5]. The aim of this work is to evaluate the feasibility of digital TV-channels transmission in the S-band through a PON. The TV-channels to be transmitted use SSBFC modulation which is a particular type of amplitude modulation that allows an adequate management of the transmitted power and bandwidth [6]. It is well known that Amplitude Modulation (AM) produces an output signal that has twice the bandwidth of the original baseband signal. Contrary to AM, SSBFC modulation avoids this bandwidth doubling, and takes advantage of the available bandwidth of the PON proposed in this paper [6]. For this goal, two seventh-order microstrip LPFs are designed and fabricated to select the signals to be transmitted.

The most important contribution presented in this work consists on the integration of the microwave LPFs into optoelectronic schemes, allowing a more efficient management of the bandwidth required by the new communication technologies.

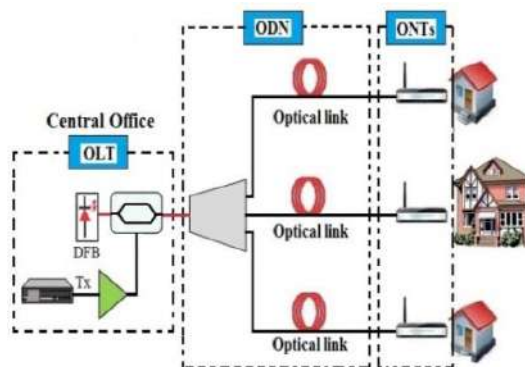


Fig. 1. Basic scheme of a PON.