

Tesis defendida por
Alberto Jorge Quiroz Rodríguez
y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Codirector del Comité

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

Codirector del Comité

Dr. Horacio Soto Ortiz

Miembro del Comité

Dr. Salvador Villarreal Reyes

Miembro del Comité

Dr. Jorge Torres Rodríguez

Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández

*Coordinador del programa de posgrado
en Electrónica y telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Estudios de Posgrado

27 de Febrero del 2013

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



Programa de Posgrado en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones

Recepción Óptica Coherente en Aplicaciones de Radio sobre Fibra

Tesis

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Alberto Jorge Quiroz Rodríguez

Ensenada, Baja California, México
2013

Resumen de la tesis de Alberto Jorge Quiroz Rodríguez, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California. Febrero del 2013

Recepción óptica coherente en aplicaciones de radio sobre fibra

Resumen aprobado por:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

La creciente demanda de servicios de comunicaciones inalámbricas, cada vez de mayor velocidad, obliga a los proveedores de servicios a buscar formas de acomodar un mayor número de usuarios en sus sistemas. Una forma de lograr esto es la reducción de las células de manera que se aumente el reúso de canales, sin embargo una reducción en el tamaño de la célula implica un mayor número de células para la cobertura de un área dada y por tanto un mayor costo de operación.

El aumento en el número de células ha impulsado la búsqueda de estaciones base cada vez más simples. La tecnología de radio sobre fibra hace posible centralizar las funciones de procesamiento de señales en una sola ubicación compartida y entonces hacer uso de fibra óptica para distribuir las señales a diversas estaciones base. De esta manera las estaciones base son simplificadas de manera significativa ya que solo requieren realizar funciones de amplificación y conversión del dominio óptico al dominio eléctrico.

En este trabajo de tesis se describe el estudio, diseño e implementación de un sistema UWB sobre fibra óptica. La meta de los sistemas UWB es utilizar banda ancha de espectro no licenciado emitiendo señales con niveles de potencia comparables a emisiones espurias y hacer uso de las bajas pérdidas de la fibra óptica para su distribución.

De igual forma se presenta el diseño de un detector remoto heterodino para la generación remota de una portadora de radio frecuencia, eliminando las funciones de conversión de subida de señal y simplificando el diseño de la estación base. La estabilidad de la portadora de radio frecuencia generada es controlada mediante la implementación de un circuito de amarre de fase óptico.

Palabras Clave: **Detección Remota Heterodina (RHD), Banda Ultra Ancha (UWB), Detección Directa (DD-IM), OPLL, Radio sobre Fibra, VPI Photonics.**

Abstract of the thesis presented by Alberto Jorge Quiroz Rodríguez as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, México. February 2013

Coherent optical reception in radio over fiber applications

Abstract approved by:

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

The growing demand for wireless communication services, of increasingly higher speeds forces service providers to find ways to accommodate more users on their systems. One way to accomplish this is to reduce the cell size so as to increase the reuse of channels, however a reduction in cell size entails a greater number of cells to cover a given area and thus greater cost operation.

The increase in the number of cells has prompted the search for base stations increasingly simple. The radio over fiber technology makes it possible to centralize the signal processing functions in a single shared location and then make use of fiber optics to distribute the signals to different base stations. In this way the base stations are significantly simplified as they are only required to perform amplification and optical to electrical conversion functions.

This thesis describes the study, design and implementation of a UWB over fiber system. The goal of UWB systems is to use broadband unlicensed spectrum emitting signals with power levels comparable to spurious emissions and use of low-loss optical fiber for distribution.

Additionally, the design of a remote heterodyne detector for remote generation of a radio frequency carrier is presented, eliminating the conversion up-conversion function and simplifying the base station design. The stability of the generated radio frequency carrier is controlled by implementing an optical phase locked loop.

Keywords: Remote Heterodyne Detection (RHD), Ultra Wide Band (UWB), Direct Detection Intensity Modulation (DD-IM), OPLL, Radio over Fiber, VPI Photonics.

A mis padres

*Por ser el pilar fundamental en mi vida,
por haberme apoyado en todo momento,
por sus consejos, sus valores,
por la motivación constante que me ha
permitido llegar hasta aquí,
pero más que nada, por su amor.*

A mis amigos

*Por creer en mí,
por sus palabras de aliento,
pero sobre todo, por no dejarme caer.*

A tí

*Por iluminar los momentos
más oscuros de la travesía que
es la tesis*

Agradecimientos

A los miembros de mi comité, Dr. Arturo Arvizu, Dr. Javier Mendieta, Dr. Salvador Villarreal, Dr. Horacio Soto y Dr. Jorge Torres por sus comentarios, aliento y participación en la elaboración de este trabajo.

A mis compañeros de posgrado, en especial a Lilia Chairez, Miriam Nieto y Oscar Montaña por los momentos compartidos. A Fernando, Aldo, Héctor y Arturo, por hacer más amenas las prácticas de móviles.

A Rene Torres por su disposición y atenciones en el préstamo de material. A Juan Carlos Dominguez por resolver mis dudas y su ayuda en la implementación del esquema experimental.

A la familia Hernández Arias por abrirme las puertas de su casa y tratarme como un miembro de su familia. Hicieron de Ensenada mi segundo hogar.

A la familia Acosta Silva, fueron para mí un pedacito de casa en tierra ajena. En especial a Orlando y al Momo por las aventuras vividas.

A todo el personal de CICESE y los profesores de posgrado, por la infraestructura y el conocimiento transmitido.

Al Dr. David Covarrubias por el carácter formativo de sus cátedras y por su apoyo como persona y como director de estudios de posgrado

A CONACyT por potenciar el desarrollo de esta tesis.

Tabla de contenido

Resumen en español	ii
Resumen en ingles	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	xiii
Capítulo I Introducción	14
I.1 Antecedentes y Motivación	14
I.2 Objetivos.....	17
I.3 Organización del documento	17
Capítulo II Conceptos básicos de radio sobre fibra	19
II.1 Arquitectura celular	19
II.1.1 ¿Qué es una célula?	19
II.2 Radio sobre fibra	20
II.3 Aplicaciones de radio sobre fibra.....	22
II.4 Ventajas de los sistemas RoF	23
II.5 Limitaciones de los sistemas RoF	28
Capítulo III Banda ultra ancha	30
III.1 Introducción	30
III.2 Definición de UWB	30
III.3 Regulaciones de la FCC.....	32
III.4 Ventajas de los sistemas de comunicación UWB	35
III.5 Tecnologías de UWB	39
III.5.1 Radio Impulsivo	40
Capítulo IV Diseño del sistema	45
IV.1 Introducción	45
IV.2 Enlace de subida (Up Link)	46
IV.2.1 Modulador Mach-Zehnder.....	48

IV.2.2 Receptor IM-DD	54
IV.2.3 Señal desmodulada IM-DD	55
IV.3 Enlace de bajada (Down Link)	57
IV.3.1 Señal desmodulada RHD	58
IV.3.2 Receptor RHD	62
IV.3.3 Lazo de amarre de fase óptico (OPLL).....	64
IV.4 Sistema UWB	72
Capítulo V Implementación	75
V.1 Introducción	75
V.2 Experimental	75
V.2.1 Enlace de subida (Up-Link)	75
V.2.2 Enlace de bajada (Down-Link)	78
V.3 Simulación	90
V.3.1 Caracterización de los elementos	90
V.3.2 Enlace de subida (Up-Link)	96
V.3.3 Enlace de bajada (Down-Link)	99
Capítulo VI Resultados	107
VI.1 Introducción	107
VI.2 Enlace de subida (Up-Link).....	107
VI.2.1 Implementación experimental	107
VI.2.2 Simulación	118
VI.3 Enlace de bajada (Down-Link).....	122
VI.3.1 Simulación	122
Capítulo VII Conclusiones y trabajo futuro.....	130
VII.1 Conclusiones	130
VII.2 Trabajo a futuro	132
Referencias bibliográficas.....	133
Apéndice A: Conceptos básicos de VPI Photonics	138
Apéndice B: Desajuste de polarización	144

Lista de figuras

Figura 1: Evolución de las redes de comunicación inalámbrica hacia una mayor capacidad.	15
Figura 2: Subcripciones móviles celulares globales, 2000-2009 (ITU, 2010).	16
Figura 3: Concepto del sistema de radio sobre fibra.....	21
Figura 4: Sistema básico de radio sobre fibra.	22
Figura 5: Red de acceso inalámbrico de banda angosta.....	24
Figura 6: Ventanas de transmisión de la fibra óptica.....	25
Figura 7: Definición de ancho de banda y frecuencia central.....	31
Figura 8: Comparación de ancho de banda UWB y ancho de banda NB	32
Figura 9: FCC parte 15 para dispositivos de alta frecuencia.	33
Figura 10: Máscara espectral FCC para sistemas UWB de interiores	34
Figura 11: Máscara espectral FCC para sistemas UWB de exteriores	34
Figura 12: Fenómeno de multirtrayectorias en un enlace inalámbrico	36
Figura 13: Efecto de las multirtrayectorias en A) señales de banda angosta B) señales UWB	37
Figura 14: Comparación de niveles de potencia de varios sistemas de radio	38
Figura 15: Pulso Gaussiano con $\sigma = 0.1 \text{ nS}$	41
Figura 16: Forma de onda del monociclo Gaussiano.....	41
Figura 17: Formas de onda de las derivadas de alto orden de un pulso Gaussiano ($\sigma =$ 0.1 nS)	42
Figura 18: Densidad espectral de potencia para las derivadas del pulso Gaussiano ($\sigma =$ 0.5 nS)	43
Figura 19: Enlace de telecomunicación	46
Figura 20: Configuración básica de un sistema IM-DD con a) Modulación Directa b) Modulación Externa.....	47
Figura 21: Diseño de un modulador de intensidad basado en un interferómetro Mach- Zender.	49
Figura 22: Detalle de los frentes de onda a la salida del interferómetro Mach-Zehnder para un desplazamiento de fase de 0 y 180 grados entre las ondas	50

Figura 23: Función de transferencia normalizada del modulador óptico Mach-Zehnder, para el caso donde $TFF = 0.5$ (3dB).....	51
Figura 24: Comparación de moduladores de amplitud a) lineal y b) no lineal.....	53
Figura 25: IM-DD de un pulso Gaussiano.....	56
Figura 26: Configuración básica de un sistema RHD con láseres no encadenados (<i>Free Running</i>).....	58
Figura 27: RHD de un pulso Gaussiano.....	60
Figura 28: Generación de portadora de radio frecuencia mediante batimiento óptico.	61
Figura 29: Comparación del ancho de línea de un láser ideal contra un láser real.....	62
Figura 30: Diagrama a bloques de un OPLL heterodino.	65
Figura 31: Lazo de amarre de fase óptico heterodino.....	66
Figura 32: Varianza de error de fase para un filtro modificado de primer orden como función de la frecuencia de corte del filtro de lazo para varios valores de retraso de lazo (Ramos, 1992, p. 68).....	71
Figura 33: Diagrama a bloques de un OPLL heterodino incluyendo el tiempo de retardo del lazo.....	72
Figura 34: Sistema UWB diseñado.....	73
Figura 35: Montaje experimental del subsistema de Up-link.....	75
Figura 36: Función de transferencia del láser GB5A016 S/N D05731.....	78
Figura 37: Montaje experimental del subsistema de Down-link.....	79
Figura 38: Curva de corriente contra frecuencia óptica del diodo laser GB5A016 S/N D05731.....	81
Figura 39: Gráfica de la responsividad típica del fotodetector New Focus modelo 1544-A.....	81
Figura 40: Perdidas ópticas del OPLL implementado.....	82
Figura 41: Niveles de potencia en los puertos del mezclador TeleTech MC37.....	83
Figura 42: Filtro paso bajo de primer orden.....	84
Figura 43: Filtro de lazo implementado.....	85
Figura 44 Amplificador diferencial.....	86
Figura 45: Circuito implementado usando técnicas de montaje superficial.....	86

Figura 46: Ganancia de lazo máxima para diferentes valores de retardo de lazo contra frecuencia de corte.	87
Figura 47: Frecuencia de batimiento resultante para láseres con diversos anchos de línea.	88
Figura 48: Diferencia de longitud de onda de los láseres utilizados.....	89
Figura 49: Curva corriente contra longitud de onda del láser Anritsu GB5A016 S/N: D05731.....	89
Figura 50: Aproximación lineal de la curva de corriente de inyección contra potencia óptica del láser Anritsu GB5A016 S/ND05731	91
Figura 51: Aproximación lineal de la curva de potencia óptica contra frecuencia óptica del láser Anritsu GB5A016 S/ND05731	92
Figura 52: Esquemático implementado en la caracterización del módulo LaserAnalogDSM de VPI Photonics.....	92
Figura 53: Módulo LaserAnalogDSM caracterizado como laser Anritsu GB5A106 S/N D05731 a) Curva potencia óptica contra corriente de inyección b) Factor de chirp adiabático.	93
Figura 54: Caracterización del módulo LaserAnalogDSM con las características del láser Anritsu GB5A016 S/D D05731.	93
Figura 55: Software PureSpectrum-Narrow Linewidth Laser V1.1.9 usado para controlar la longitud de onda de emisión del láser PS-NLL-1550-80-04	94
Figura 56: Esquemático implementado en la caracterización del módulo ModulatorDiffMZ_DSM de VPI Photonics	95
Figura 57: Módulo ModulatorDiffMZ_DSM caracterizado como MZM Photline MX-LN-10.....	96
Figura 58: Esquemático del subsistema de Up-Link implementado en VPI Photonics.	96
Figura 59: Primer esquemático del subsistema de Up-Link implementado en VPI Photonics.....	99
Figura 60: Error de fase del primer esquemático de Up-Link implementado en VPI Photonics.....	100
Figura 61: Efecto de la variación del parámetro TimeWindow en la curva de chirp adiabático del módulo láser implementado.....	101

Figura 62: Esquemático de amarre de fase óptica implementado.....	102
Figura 63: Digitalización de la frecuencia de batimiento óptico del esquemático OPLL.	103
Figura 64: Detector de fase implementado usando Flip-Flop's tipo D.....	104
Figura 65: Formas de onda del detector de fase fuera de amarre.	104
Figura 66: Formas de onda del detector de fase cerca de la condición de amarre.....	105
Figura 67: Esquemático del subsistema de Down-Link implementado en VPI Photonics.	105
Figura 68: Retardo de generación del pulso UWB.	108
Figura 69: Pulso negativo UWB generado.	109
Figura 70: Pulso positivo UWB generado.	109
Figura 71: PSD de los pulsos Gaussianos generados.....	111
Figura 72: Comparación del pulso UWB transmitido (punto de prueba D de la Figura 35) y el pulso recibido a 0km (punto de prueba E de la Figura 35)	112
Figura 73: PSD del UWB transmitido (punto de prueba D de la Figura 35) y el pulso recibido a 0km (punto de prueba E de la Figura 35).....	112
Figura 74: Comparación de la PSD medida y calculada.....	113
Figura 75: Efecto de la longitud del enlace en un pulso Gaussiano UWB.	114
Figura 76: Efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso Gaussiano transmitido. .	115
Figura 77: Efecto de la longitud del enlace en la amplitud del pulso Gaussiano transmitido.	115
Figura 78: Montaje experimental del subsistema de Up-link usando un generador AWG	116
Figura 79: Efecto de la longitud del enlace en un pulso UWB Gaussiano de 5to orden. ..	117
Figura 80: Efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano de 5to orden.	117
Figura 81: Pérdidas de enlace del sistema de Up-Link.....	118
Figura 82: 5ta derivada Gaussiana implementada en el esquema de Up-Link.	118
Figura 83: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano de 5to orden con IM-DD.....	119
Figura 84: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace el pulso UWB Gaussiano de 5to orden.	119

Figura 85: Pulsos Gaussianos de 5to orden recibidos para distintos voltajes de modulación del MZM.	120
Figura 86: Modulación UWB BPSK	121
Figura 87: Esquemático de modulación UWB BPSK mediante el uso de un MZM.	121
Figura 88: Tren de pulsos UWB con modulación BPSK con datos pseudoaleatorios.	122
Figura 89: Señal de error de fase para diversos valores de retardo Td	123
Figura 90: Esquemático implementado para la comparación del batimiento óptico generado por un sistema OPLL contra uno con láseres emitiendo libremente.	124
Figura 91: Comparación de frecuencia de batimiento en RHD.	124
Figura 92: Pulso Gaussiano implementado en el esquema de Down-Link.	125
Figura 93: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano con RHD.	126
Figura 94: Ancho de banda contra longitud de enlace para detección RHD.	127
Figura 95: Perdidas de enlace del sistema de Down-Link.	127
Figura 96: Subsistema de Down-Link operando en la banda de 60 GHz (detección no balanceada).....	128
Figura 97: Variación del ancho de pulso recibido para diversos puntos de operación del MZM.	128
Figura 98: Ancho de pulso recibido para un MZM con un voltaje $V_m = 0.2 V$	129
Figura A. 1: Estructura del software VPI Photonics.	138
Figura A. 2: Ventana de edición de parámetros.	139
Figura A. 3: Modulo Cosiminterface de VPI Photonics.	142
Figura A. 4: PEW del módulo de cosimulación.....	143
Figura A. 5: Figura - Interconexión de cosimulación para procesamiento de señales eléctricas.	143
Figura B. 1: Esquemático implementado para observar el efecto de los desajustes de polarización.....	144
Figura B. 2: Variación en la potencia de la frecuencia batimiento ocasionado por desajustes de polarización.....	145

Lista de tablas

Tabla 1: Resumen de los sistemas de UWB	39
Tabla 2: Valores óptimos de σ para diversas derivadas de pulsos Gaussianos	44
Tabla 3: Equipo utilizado para la implementación del subsistema de Up-link.....	76
Tabla 4: Características del fotodetector New Focus Modelo 1544-A.....	77
Tabla 5: Características del modulador Mach-Zehnder Photline MX-LN-10.....	77
Tabla 6: Características del diodo láser Anritsu GB5A016 S/N D05731.....	80
Tabla 7: Características del diodo láser TeraXion PS-NLL-1550-80-04.	88
Tabla 8: Diferencia de longitud de onda de emisión de dos láseres y la frecuencia de batimiento producida	90
Tabla 9: Características de los pulsos UWB generados por el circuito emisor BPSK.	110
Tabla 10: Características de los pulsos UWB a diversas longitudes de enlace	114

Capítulo I Introducción

I.1 Antecedentes y Motivación

Los elementos clave para los sistemas ópticos de microondas son: las fuentes ópticas capaces de modulación rápida, la creación de un medio de transmisión apropiado y detectores ópticos suficientemente rápidos o dispositivos de microondas controlados ópticamente. El desarrollo de los primeros láseres en 1960 dio inicio a la era de las comunicaciones ópticas. El asunto de cómo modular la salida de estas fuentes ópticas a altas tasas de transmisión se convirtió en tema de actividad científica intensa como respuesta a esta limitante aparecieron los primeros moduladores electroópticos a principios de los 70's y alcanzaban frecuencias de hasta 11 GHz.

Un mayor grado mayor de compactación fue ofrecido con la invención del láser de semiconductor y con el desarrollo de los dispositivos dobles de heteroestructura en la década de los 70's, capaces de operación continua a temperatura ambiente. Rápidamente el láser de semiconductor se convirtió en la fuente óptica preferida para las comunicaciones ópticas. Una ventaja adicional de los láseres de semiconductor fue su capacidad para la modulación directa a través de la corriente de inyección, pronto los anchos de banda del orden de microondas fueron una realidad.

Para la transmisión, los primeros esquemas estaban basados en comunicaciones ópticas en espacio libre, sin embargo la realización de la fibra óptica de silicio con bajas pérdidas de transmisión cambio esta tendencia, y rápidamente las comunicaciones ópticas por fibra de silicio se convirtieron en el medio de transmisión preferido. Gradualmente los sistemas migraron de la fibra multimodal de índice gradual operada con láseres de longitudes de onda de 850nm a otras bandas de frecuencia disponibles con menor pérdida y menor dispersión con fibra monomodo avanzada a 1300nm y posteriormente a 1500nm (Seeds, 2002).

En la actualidad, los servicios de comunicaciones inalámbricas de alta tasa de transmisión han adquirido una importancia creciente para los usuarios móviles tanto en

redes corporativas como en las redes de acceso público. A pesar de que los servicios de voz y bajas tasas de datos fueron las primeras aplicaciones de las redes celulares, el enfoque en años recientes ha cambiado a la entrega de muy grandes anchos de banda, lo cual es un factor determinante para el diseño del sistema y de la red. La tendencia hacia tasas de transmisión cada vez más grandes en redes inalámbricas y el rápido incremento en el número de usuarios que quieren ser atendidos impone nuevos retos a los diseñadores de redes inalámbricas.

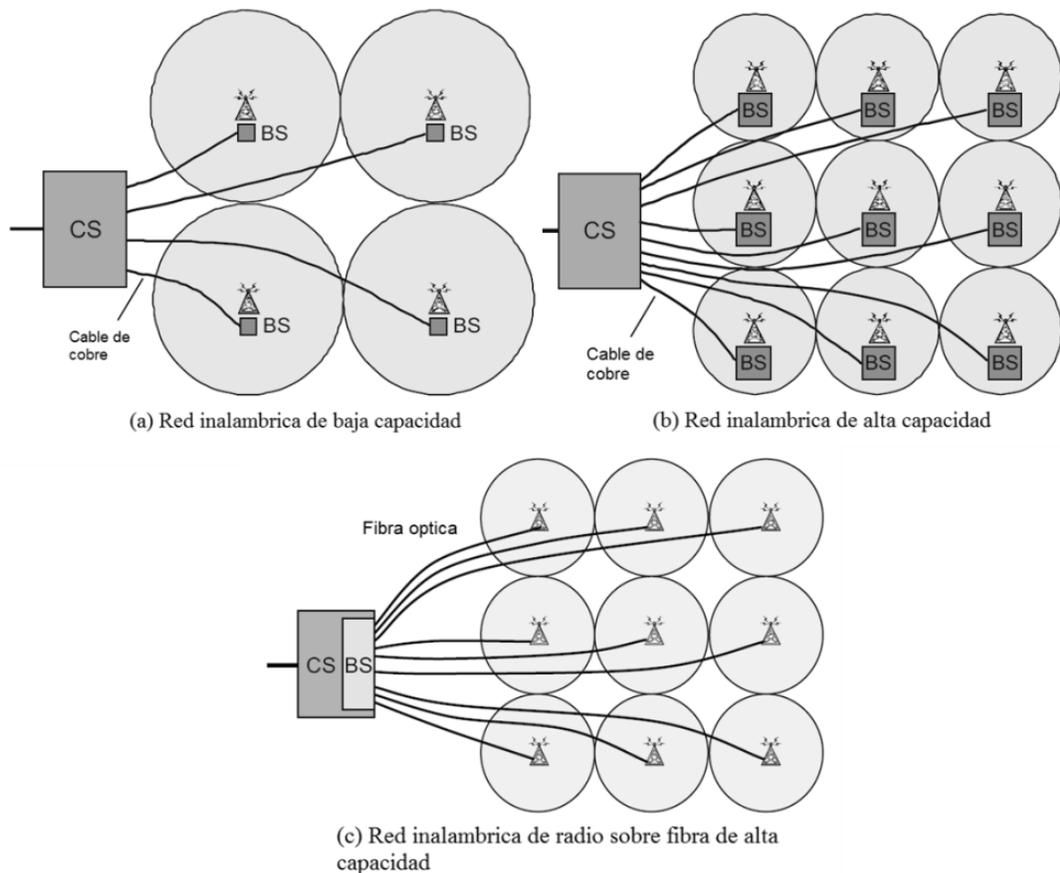


Figura 1: Evolución de las redes de comunicación inalámbrica hacia una mayor capacidad.

Se vuelve entonces evidente que los servicios inalámbricos han tomado una parte del mercado de telecomunicaciones que ha presentado un crecimiento constante, como se observa en la Figura 2 (ITU, 2010). Los usuarios finales no solamente se benefician de su principal virtud, la movilidad, sino que demandan anchos de banda cada vez más amplios.

Una mayor capacidad inalámbrica por usuario requiere la reducción del tamaño de la célula, por ejemplo el establecimiento de pico-células, lo cual puede lograrse incrementando la frecuencia de microondas utilizada. Las redes de área local inalámbricas (WLAN: *Wireless Local Area Network*) como lo es el estándar WiFi IEEE 802.11g ofrecen una velocidad de transmisión de datos de hasta 54 Mbps en la banda de los 2.4 GHz; el estándar WiMAX IEEE 802.16 ofrece hasta 100 Mbps en las bandas de frecuencia ubicadas entre los 10 y 66 GHz; mientras que las redes de banda ultra ancha UWB IEEE 802.15.3 (*Ultra Wide Band*) opera a frecuencias de hasta 60 GHz, ofreciendo una capacidad de transmisión a corta distancia de hasta 480 Mbps.

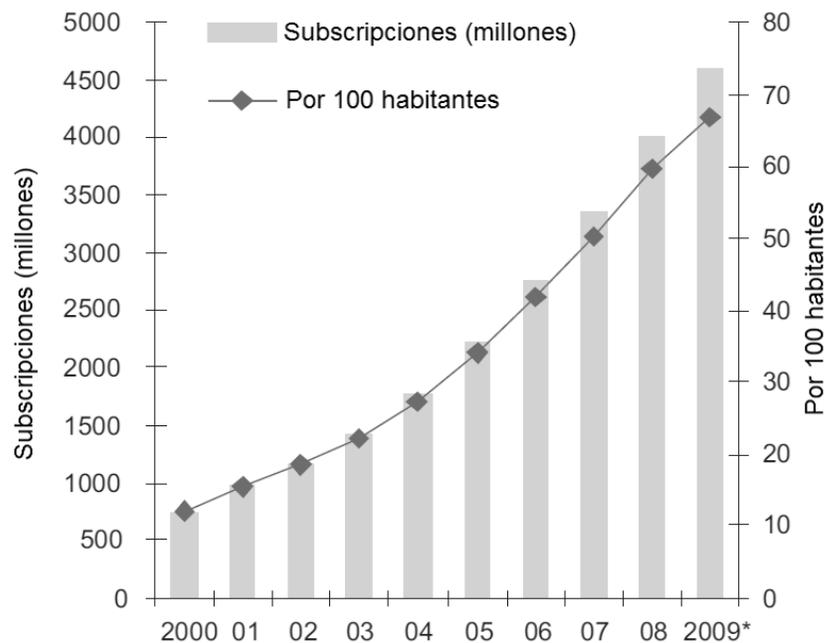


Figura 2: Suscripciones móviles celulares globales, 2000-2009 (ITU, 2010, p. 198).

El uso de células más pequeñas implica que un mayor número de antenas será requerido para cubrir una cierta área. Esa área puede incluir los cuartos en una casa residencial, un hospital, un edificio de oficinas, un sitio de conferencias, etc. Cuando se necesitan tantas antenas, se vuelve económicamente atractivo el no ubicar la generación de señales de microondas ni la modulación en cada una de las antenas, sino colocarlas en una estación central desde donde fibras ópticas con sus bajas pérdidas inherentes y gran ancho

de banda pueden fácilmente entregar la señal a las antenas. Entonces las antenas únicamente tienen que realizar una conversión óptico-eléctrica simple, emitir y recibir la señal inalámbrica. Centralizar el equipo sofisticado de manejo de señales facilita el mantenimiento y actualización de estos equipos.

El manejo de señales puede incluir técnicas de esquemas MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), antenas inteligentes de conformación de haz, esquemas de movilidad y *hand-over*, alimentar múltiples esquemas de radio a una sola antena (Thakur, Quinlan, & Anas, 2009), etc. Por esto las tecnologías de radio sobre fibra entregan muchas ventajas en operación, mantenimiento y actualización de las redes inalámbricas (Koonen, Garcia, & Ng'oma, 2008).

I.2 Objetivos

Este documento tiene como objetivo el estudio teórico y experimental de la recepción óptica coherente en los sistemas de radio sobre fibra óptica. Se trabajará sobre la implementación y caracterización de un sistema UWB el cual será trasladado en frecuencia mediante el uso de batimiento ópticos y en particular se investigará el impacto de los parámetros físicos de la fibra óptica sobre el desempeño de la transmisión de las señales UWB (atenuación, dispersión cromática, no linealidades) así como el ruido de fase producido por los batimientos ópticos de la fuente óptica en la recepción heterodina.

I.3 Organización del documento

Este documento comprende de VII capítulos, cuyo objetivo es explicar al lector los detalles sobre el estudio e implementación de la detección óptica coherente aplicada a radio sobre fibra, con énfasis específico señales de banda ultra ancha (UWB).

El Capítulo VII narra una breve descripción del panorama bajo el que se desarrollan los objetivos de este trabajo de investigación. El Capítulo II explica los conceptos básicos de radio sobre fibra que permitirán una mejor comprensión de este trabajo, sus posibles aplicaciones, ventajas y desventajas. El Capítulo III detalla las características de las señales

UWB sus ventajas, posibles aplicaciones, las regulaciones impuestas a los sistemas UWB así como la tecnología aplicada al esquema implementado. El Capítulo IV cubre los detalles del diseño del sistema el cual se divide en 2 subsistemas diseñados de manera individual, un diseño para el enlace de subida y otro para el enlace de bajada, cada uno utilizando una tecnología de RoF distinta. El Capítulo V muestra la implementación del sistema diseñado, la cual por razones que se expresan durante el desarrollo del capítulo, se divide en implementación experimental y simulación. El Capítulo VI muestra los resultados de la implementación del sistema. Finalmente el Capítulo VII plantea las conclusiones y postula el trabajo a futuro basado en el desarrollo de esta tesis.

Capítulo II Conceptos básicos de radio sobre fibra

II.1 Arquitectura celular

El incremento en demanda y la pobre calidad de los servicios existentes encaminaron a los proveedores de servicios móviles a investigar formas de mejorar la calidad de servicio y soportar un mayor número de usuarios en sus sistemas. En la telefonía celular moderna, las regiones urbanas y rurales son divididas en áreas de acuerdo a directrices específicas. Los parámetros de despliegue, como la cantidad de división celular y el tamaño de las células son determinadas por ingenieros experimentados en arquitectura de sistemas celulares, recientemente se ha recurrido a sistemas de despliegue asistidos por computadora, que haciendo uso de algoritmos evolutivos permiten establecer los tamaños de célula óptimos de acuerdo a las características del área de despliegue basados en directrices específicas que permiten ofrecer calidad de servicio a cada usuario dentro del área de cobertura.

II.1.1 ¿Qué es una célula?

La célula es la unidad geográfica básica de un sistema celular. El término “celular” viene de la forma de panal de abeja de las áreas en las cuales la región de cobertura es dividida. Las células son estaciones base (BS: *Base Stations*) transmitiendo sobre pequeñas áreas geográficas que son representadas como hexágonos. El tamaño de la célula varía dependiendo del terreno. Debido a las limitaciones impuestas por la naturaleza del terreno y las estructuras hechas por el hombre, la verdadera forma de una célula no es un hexágono perfecto. Basados en el radio de la célula hay tres tipos de redes celulares: macrocélulas, microcélulas y picocélulas.

Macrocélulas

Una red de macrocélulas es desplegada usando células relativamente grandes con un diámetro de 16 a 48 km aproximadamente. Esto crea una huella con substancialmente menos sectores. Un centro de interconexión regional controla todo el tráfico del mercado y está conectada con la red pública de interconexión telefónica (PSTN: *Public Switched*

Telephone Network). La capacidad puede ser modularmente incrementada añadiendo sectores a los sitios existentes para facilitar el crecimiento de suscriptores.

Microcélulas

Las redes de radio microcelulares son usadas en áreas con una alta densidad de tráfico, como las áreas suburbanas. Las células tienen un radio entre 200 m y 1 Km. Para unas células tan pequeñas es difícil predecir la densidad de tráfico y el área de cobertura.

Picocélulas

Las picocélulas o células para interiores tienen un radio de entre 10 m y 200 m. En la actualidad, los sistemas de radio picocelulares son usados para comunicaciones inalámbricas en oficinas.

II.2 Radio sobre fibra

La tecnología de radio sobre fibra (RoF: *Radio over Fiber*) implica el uso de enlaces de fibra óptica para la distribución de señales de radio frecuencia (RF) de un sitio central a una unidad de antena remota (RAU: *Remote Antenna Unit*). En sistemas de comunicación de banda angosta y redes inalámbricas de área local (WLAN: *Wireless Local Area Network*), tanto las funciones de procesamiento de señales RF como la conversión de frecuencia a una frecuencia mayor (*Frequency Up-Conversion*), modulación de portadora y multiplexado, son realizadas en la estación base (BS) o en el punto de acceso remoto (RAP: *Remote Access Point*) e inmediatamente alimentadas a la antena. La tecnología de radio sobre fibra hace posible centralizar las funciones de procesamiento de señales de RF en una sola ubicación compartida y entonces hacer uso de fibra óptica, la cual ofrece una baja pérdida de señal (0.3 dB/Km para 1550nm y 0.5 dB/Km para 1310nm) para distribuir las señales de RF a los diversos RAU, como se muestra en la Figura 3. De esta manera las RAU's son simplificadas de manera significativa, ya que estas únicamente requieren realizar funciones de amplificación y de conversión del dominio óptico al eléctrico. Adicionalmente la centralización de las funciones de procesamiento de señales RF permite el uso de equipo

compartido, asignación dinámica de los recursos y simplifica el sistema de operación y mantenimiento. Estos beneficios se traducen en ahorros mayores en la instalación del sistema y costo operacional especialmente en sistemas de comunicación inalámbricos de banda ancha de cobertura amplia, donde la alta densidad de BS's es necesaria. (Wake, Al-Raweshidy, & Komaki, Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks, 2002)

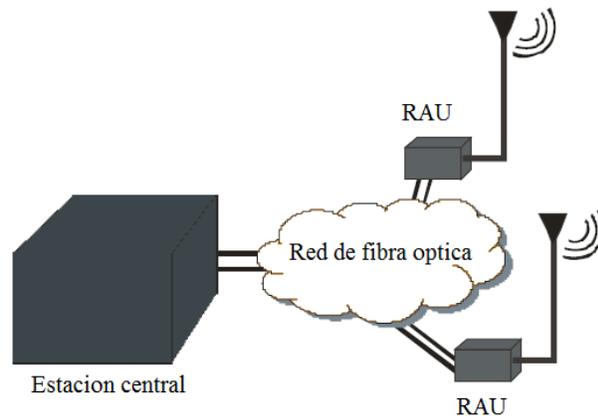


Figura 3: Concepto del sistema de radio sobre fibra

Uno de los sistemas de RoF más sencillos se muestra en la Figura 4. Este sistema puede ser usado para distribuir señales GSM, WLAN o UWB por mencionar algunos ejemplos (Rahman, Lee, Park, & Kim, 2009), (Thakur, Quinlan, & Anas, 2009). En este sistema la señal RF es usada para modular directamente el diodo láser en la estación central. La señal óptica resultante, modulada en intensidad, es transportada a lo largo de la fibra hacia la estación base o RAU. En la RAU, la señal RF transmitida es recuperada mediante detección directa en el fotodetector PIN. La señal es entonces amplificada y radiada por la antena. La señal del enlace de subida (*Up-link*) proveniente de los dispositivos móviles (laptops, celulares u otros equipos) es transportada de la RAU a la estación central de la misma manera. Este método de transporte de señales RF sobre la fibra es llamado “Modulación de Intensidad con Detección Directa (IM-DD: *Intensity Modulation with Direct Detection*)” y es la forma más simple del enlace RoF. (Ng’oma, 2005)

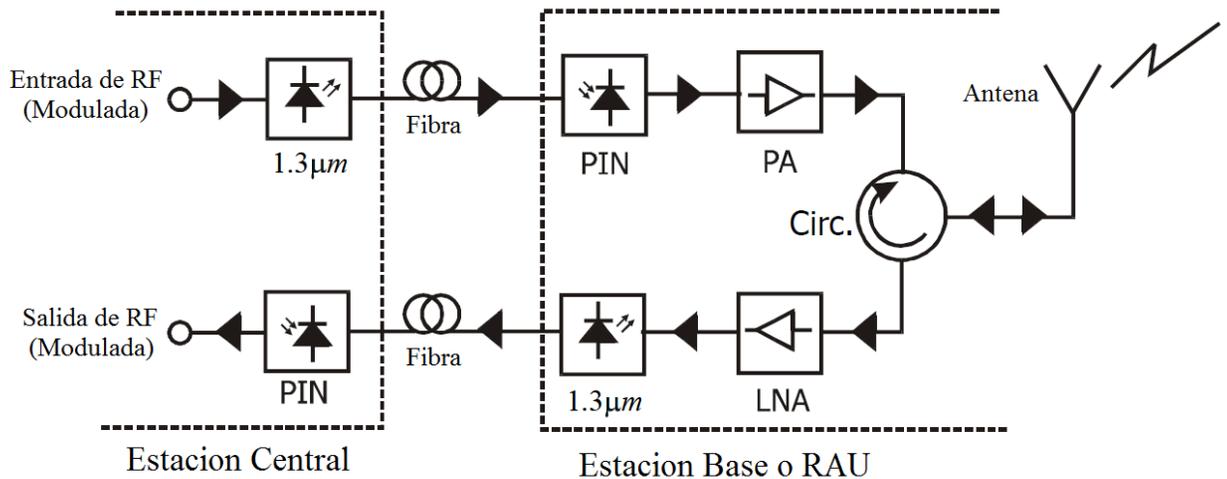


Figura 4: Sistema básico de radio sobre fibra.

II.3 Aplicaciones de radio sobre fibra

Las principales aplicaciones son descritas brevemente como sigue:

1. Redes celulares.

Trafico de comunicaciones móviles (por ejemplo CDMA, GSM, UMTS) puede ser transmitido de manera eficiente en costo entre SC's y BC's a través de un sistema de RoF. También puede ser aplicado para extender la radio cobertura en ambientes urbanos densos y para la asignación y distribución de capacidad. (Wake, Al-Raweshidy, & Komaki, Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks, 2002)

2. Redes de área local inalámbricas.

La demanda de acceso a banda ancha móvil a las redes de área local (LAN: *Local Area Network*) va en aumento. Las redes de RoF pueden ser aplicadas para distribuir señales LAN inalámbricas operando a frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz. Esto conduce a un diseño más eficiente de estaciones bases para micro y pico células.

3. Sistemas de distribución de video.

Es posible utilizar los sistemas de RoF para redes de área metropolitana (MAN: *Metropolitan Area Networks*), así como para sistemas de acceso de banda ancha, ya sean fibrados (Televisión por cable) o inalámbricos (IEEE 802.16x).

4. Control y comunicación vehicular.

Los sistemas RoF pueden ser utilizados en sistemas de transporte inteligentes (ITS: *Intelligent Transport Systems*), sistemas de comunicación *road-to-vehicle* usando una frecuencia portadora de 36~37GHz. Frecuencias entre 63~64 GHz y 76~77 GHz han sido asignadas para ITS en Europa. RoF extiende la cobertura en redes de camino y vuelve a los ITS más manejables y efectivos.

Los enlaces de fibra óptica que soportan transmisiones de la banda completa de RF de algunos GHz sobre grandes distancias son de gran importancia. Comparados con los sistemas inalámbricos o canales de cable coaxial, las pérdidas de la fibra óptica son muy pequeñas. El presupuesto de potencia de un sistema UWB RoF está determinado por las contribuciones de las pérdidas de RF, las pérdidas en la fibra óptica y las pérdidas de conversión óptica a eléctrica. Las pérdidas de conversión óptica a eléctrica son dominantes en el presupuesto de enlace. El desarrollo de enlaces ópticos eficientes y de bajo costo para la tecnología de UWB es uno de los principales objetivos de investigación en la actualidad. (Li, 2007)

II.4 Ventajas de los sistemas RoF

Algunas de las ventajas y beneficios de la tecnología de radio sobre fibra comparada con la distribución electrónica de la señal se enlistan a continuación.

Bajas pérdidas por atenuación

La distribución eléctrica de señales de microondas de alta frecuencia, ya sea en el espacio libre o a través de líneas de transmisión, es problemático y costoso. En el espacio libre, las pérdidas debidas a la absorción y reflexión se incrementan con la frecuencia (Rappaport, 2002). De la misma manera, en líneas de transmisión la impedancia se

incrementa con la frecuencia, lo cual nos lleva a pérdidas muy grandes (Orfanidis, 2004). Por tanto, la distribución eléctrica de señales de alta frecuencia a largas distancias requiere de equipo costoso para regenerar la señal. En cuanto a las ondas milimétricas, su distribución haciendo uso de líneas de transmisión no es posible, ni siquiera para cortas distancias. La solución alternativa a este problema es distribuir señales en banda base o señales a frecuencias intermedias bajas (IF: *Intermediate Frequency*) desde la estación central hasta la BS. La señal en banda base o IF es *up-converted* a la frecuencia de microondas u onda milimétrica requerida en cada una de las Bs, es amplificada y posteriormente radiada. La configuración de este sistema es la misma que la que se utiliza en los sistemas de comunicaciones móviles de banda angosta mostrada en la Figura 5. Ya que se requieren osciladores locales (LO: *Local Oscillator*) de alto rendimiento para la *up-conversion* en cada estación base, esta arquitectura nos lleva a estaciones base complejas con requerimientos de desempeño estrictos. Sin embargo, ya que las fibras ópticas ofrecen bajas pérdidas, la tecnología de RoF puede ser usada para alcanzar tanto bajas pérdidas de distribución de ondas milimétricas como la simplificación de las RAU, todo esto al mismo tiempo.

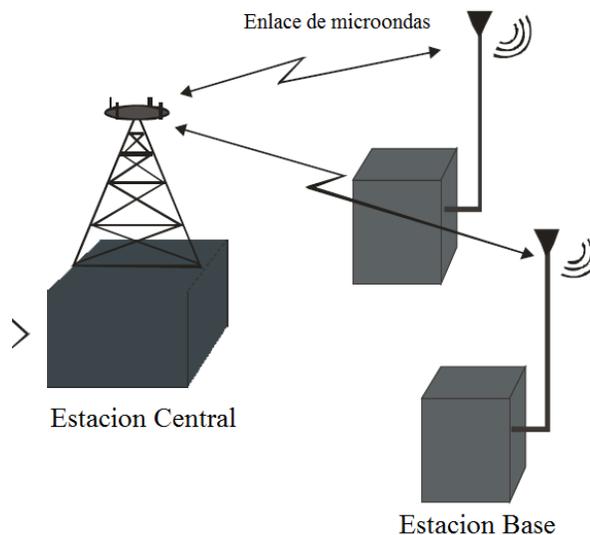


Figura 5: Red de acceso inalámbrico de banda angosta

Fibras monomodo comercialmente disponibles (SMF: *Single Mode Fiber*) hechas de vidrio (silica) tienen pérdidas de atenuación menores a los 0.2 dB/Km y 0.5 dB/Km en los 1550nm y 1300nm respectivamente. Estas pérdidas son mucho menores que las encontradas en el uso de un cable coaxial, cuyas pérdidas son tres órdenes de magnitud más elevada a frecuencias altas. Por ejemplo, la atenuación de un cable coaxial de media pulgada es mayor a 500 dB/Km para frecuencias superiores a los 5 GHz. Por lo tanto, la transmisión de microondas de forma óptica incrementa las distancias de transmisión varias veces y la potencia de transmisión requerida se reduce considerablemente.

Gran ancho de banda

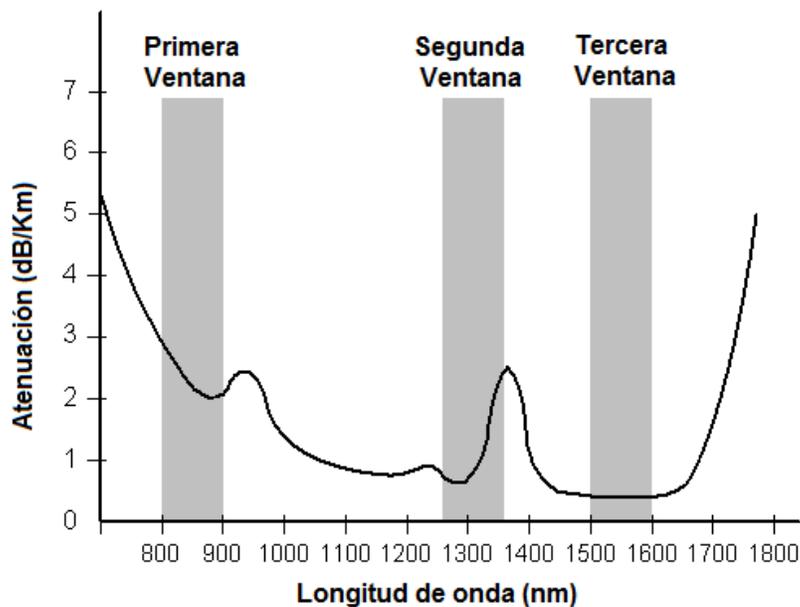


Figura 6: Ventanas de transmisión de la fibra óptica.

Hay tres ventanas de transmisión principales, las cuales ofrecen baja atenuación, estas son las siguientes longitudes de onda: 850nm, 1310nm y 1550nm. Para una única fibra óptica SMF, el ancho de banda combinado de estas tres ventanas de transmisión es de aproximadamente 50THz (Mynbaev & Scheiner, 2001), obviamente este gran ancho de banda puede ser explotado únicamente haciendo uso de técnicas de multiplexado por

división de longitud de onda (WDM) (Shami, 2009). Por otra parte, los sistemas comerciales de tecnología de punta utilizan únicamente una fracción de esta capacidad (1.6THz).

Sin embargo los esfuerzos para explotar aún más la capacidad de la fibra óptica aún continúan en desarrollo. Los factores que impulsan hacia el uso de un mayor ancho de banda dentro de la fibra óptica incluyen: la disponibilidad de fibras de baja dispersión (o de dispersión desplazada), los amplificadores de fibra dopada con Erblio (EDFA: *Erbium Doped Fiber Amplifier*) para la ventana de los 1550nm y el uso de técnicas avanzadas de multiplexaje como son multiplexado óptico por división de tiempo (OTDM: *Optical Time Division Multiplexing*) en combinación con multiplexado denso por división de longitud de onda (DWDM: *Dense Wavelength Division Multiplex*).

El enorme ancho de banda ofrecido por las fibras ópticas tiene otros beneficios aparte de su alta capacidad para la transmisión de señales de microondas. El gran ancho de banda óptico permite el procesamiento de señales de alta velocidad que podría ser más difícil o imposible de realizar en sistemas electrónicos. En otras palabras, algunas de las funciones de microondas más demandantes como lo son el filtrado, la conversión de subida o de bajada y el mezclado de señales puede ser implementado en el dominio eléctrico (Capmany, Ortega, & Pastor, 2005). Adicionalmente, el procesado de señales en el dominio óptico hace posible el uso de componentes ópticos más baratos y de menor ancho de banda como diodos láser y moduladores, y aun así ser capaz de manejar señales de gran ancho de banda.

La utilización del enorme ancho de banda ofrecido por las fibras ópticas es severamente reducida por la limitación en ancho de banda de los sistemas electrónicos, los cuales son las fuentes y receptores principales de los datos transmitidos. Este problema es referido como “el cuello de botella electrónico”. La solución a este cuello de botella yace en el multiplexado efectivo. Las técnicas de OFDM y DWDM mencionadas anteriormente son utilizadas en los sistemas digitales convencionales mientras que en los sistemas ópticos análogos, incluido radio sobre fibra, el multiplexado de subportadoras es utilizado (SCM:

Sub-Carrier Multiplexing) para incrementar la utilización del ancho de banda de la fibra. En SCM múltiples portadoras de microondas, las cuales se encuentran moduladas con información análoga o digital, son combinadas y usadas para modular la señal óptica, la cual es entonces transportada en una sola fibra óptica. Esto hace los sistemas de radio sobre fibra muy atractivos en costo y eficiencia (Thakur, Quinlan, & Anas, 2009) (Wake & Seeds, 2001) (Wake & Dupont, 2001).

Inmunidad a la interferencia de radio frecuencia

La inmunidad a la interferencia electromagnética (EMI: *ElectroMagnetic Interference*) es una propiedad muy atractiva de las comunicaciones por fibra óptica, especialmente para la transmisión de microondas. Es porque las señales son transmitidas en la forma de luz a través de la fibra. Debido a esta inmunidad, los cables de fibra óptica son preferidos aun en conexiones a corta distancia sobre ondas milimétricas. Relacionado a la inmunidad de EMI se encuentra la inmunidad al espionaje, el cual es una característica importante de las comunicaciones por fibra óptica ya que proporciona privacidad y seguridad (Arumugam, 2001).

Fácil instalación y mantenimiento

En los sistemas de RoF, el equipo complejo y costoso es ubicado en la estación central, por tanto simplificando las RAU. Por ejemplo, la mayoría de las técnicas de RoF eliminan la necesidad de osciladores locales y equipo relacionado en RAU. El equipo de modulación e interconexión es ubicado en la estación central y es compartido por varias RAU. Este arreglo nos lleva a RAU's más pequeñas y ligeras, reduciendo efectivamente los costos de instalación y mantenimiento del sistema. La fácil instalación y los bajos costos de mantenimiento de las RAU's son requerimientos muy importantes para los sistemas de ondas milimétricas, debido al gran número de RAU's requeridas. En aplicaciones donde las RAU no son de fácil acceso, la reducción en los requerimientos de mantenimiento nos lleva a mayores ahorros en costos operacionales. El uso de RAU más pequeñas también reduce el impacto ambiental.

Bajo consumo de potencia

El bajo consumo de potencia es una consecuencia de tener RAU's más simples con equipo reducido. La mayoría del equipo complejo es ubicado en la estación central. En algunas aplicaciones las RAU's son operadas en modo pasivo. Por ejemplo, en algunos sistemas de radio sobre fibra de 5GHz que emplean picocélulas pueden operar a las RAU's en modo pasivo (Liu, Seeds, Chadha, & P. Stavrinou, 2003). La reducción de consumo de potencia en las RAU's es significativo considerando que las RAU's algunas veces son ubicadas en lugares remotos que no son alimentados por la red eléctrica local.

Distribución dinámica de recursos

Ya que la interconexión, la modulación y otras funciones de RF son realizadas en la estación central, es posible asignar la capacidad dinámicamente. Por ejemplo, en un sistema de distribución de RoF para tráfico GSM, más capacidad puede ser asignada a un área (ej. a un centro comercial) en las horas pico y posteriormente ser reasignada a otras áreas una vez que el pico de tráfico haya cesado (ej. por las tardes a áreas residenciales densamente pobladas). Esto se puede lograr mediante la asignación óptica de las longitudes de onda a través del multiplexado por división de longitud de onda (WDM: *Wavelength Division Multiplexing*) de acuerdo a las necesidades. La asignación dinámica de la capacidad a medida que la necesidad surge, obvia el requisito de la asignación de capacidad permanente, lo que sería un desperdicio de recursos en los casos donde la carga de tráfico varía frecuentemente por amplios márgenes (Wake, Al-Raweshidy, & Komaki, *Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*, 2002). Además, la existencia de una estación central facilita la consolidación de otras funciones de procesamiento de señales como las funciones de movilidad y transmisión de macro diversidad.

II.5 Limitaciones de los sistemas RoF

Ya que los sistemas de radio sobre fibra involucran modulación análoga y detección de luz, son entonces fundamentalmente un sistema de transmisión análogo. Por lo tanto, fenómenos adversos a la señal como el ruido y la distorsión, los cuales son importantes en

los sistemas de comunicaciones análogos, son de la misma manera importantes en los sistemas de radio sobre fibra. Estos impedimentos tienden a limitar la figura de ruido y el rango dinámico de los enlaces de RoF. El rango dinámico es un parámetro muy importante para los sistemas de comunicaciones móviles celulares como lo es GSM porque la potencia recibida de la estación base proveniente de las unidades móviles varía ampliamente (hasta 80 dB). Esto es, la potencia de RF recibida de una unidad móvil que se encuentre próxima a la estación base puede ser mucho mayor que la potencia RF recibida de una unidad móvil que se encuentre a varios kilómetros de la estación base, pero dentro de la misma célula.

Las fuentes de ruido en los enlaces de fibra óptica análogos incluyen el ruido de intensidad relativa (RIN: *Relative Intensity Noise*) del láser, el ruido de fase del láser, el ruido de disparo del fotodetector, el ruido térmico del amplificador y la dispersión de la fibra (Kazovsky, *Optical Fiber Communication Systems*, 1996). En sistemas basados en fibra monomodo (SMF), la dispersión cromática puede limitar la longitud del enlace y puede también causar de-correlación de fase lo que nos lleva a un mayor ruido de fase de la portadora de RF. En sistemas RoF basados en fibra multimodal (MMF) la dispersión modal limita severamente el ancho de banda disponible y la longitud del enlace. Debe señalarse que aun cuando el sistema de transmisión de radio sobre fibra es análogo, el sistema de radio que se distribuye puede o no ser análogo, sino que puede también ser digital (por ejemplo WLAN, UMTS) usando formatos de modulación multinivel como lo son x-QAM o multiplexado por división de frecuencias ortogonales (OFDM: *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Capítulo III Banda ultra ancha

III.1 Introducción

Las comunicaciones de banda ultra ancha (UWB: *Ultra Wide Band*) son una tecnología emergente que ofrece nuevas oportunidades. El creciente interés en las tecnologías de UWB es alimentado por sus propiedades inherentes: inmunidad al desvanecimiento multitrayectorias, duración de tiempo ultra corta, bajo ciclo de trabajo, ocupación amplia de ancho de banda y baja densidad de potencia espectral. La meta de los sistemas UWB es utilizar banda ancha de espectro no licenciado (FCC Parte 15: 3.1GHz ~ 10.6GHz) emitiendo señales con niveles de potencia comparables a las emisiones parásitas en los ambientes típicos de interiores (FCC Parte 15: -41.3dBm/MHz). Estas restricciones en los niveles de emisión permitidos limitan a los sistemas UWB de alta tasa de transmisión a rangos de emisión cortos (10 m).

La tecnología de UWB sobre fibra óptica (UWBoF) es una nueva tecnología para la transmisión de señales UWB haciendo uso de una portadora óptica que se propaga a través de una fibra óptica. En esta aproximación, la señal UWB de radio frecuencia es superpuesta en la portadora óptica CW. Esta estrategia vuelve el proceso de conversión transparente para el método de modulación UWB al mismo tiempo que evita los altos costos de componentes electrónicos adicionales requeridos para la sincronización y otros procesos. El desarrollo de los sistemas RoF es motivado por la demanda de remplazar una antena central de alta potencia con un sistema de antenas distribuidas de baja potencia (DAS: *Distributed Antenna System*).

III.2 Definición de UWB

UWB es una tecnología de radio emergente, que ha atraído una gran cantidad de interés por parte de la academia, la industria y los cuerpos internacionales de estandarización. La tecnología UWB ha sido empleada desde la década de los 60's, en la cual era usada principalmente en aplicaciones militares y de radar. Estas señales se caracterizan por una

energía instantánea de ancho de banda fraccional la cual debe de ser más grande del 20% ~ 25%. Para entender esta definición, primero consideremos la definición del ancho de banda de energía de la onda; la energía de ancho de banda es entonces identificada por las frecuencias f_L y f_H las cuales establecen los límites del intervalo en donde la mayor parte de la energía (aproximadamente 90%) reside. Llamamos ancho de banda a la energía que reside en el intervalo definido como:

$$B = f_H - f_L \quad (1)$$

Y la frecuencia central f_c se define entonces:

$$f_c = (f_H + f_L)/2 \quad (2)$$

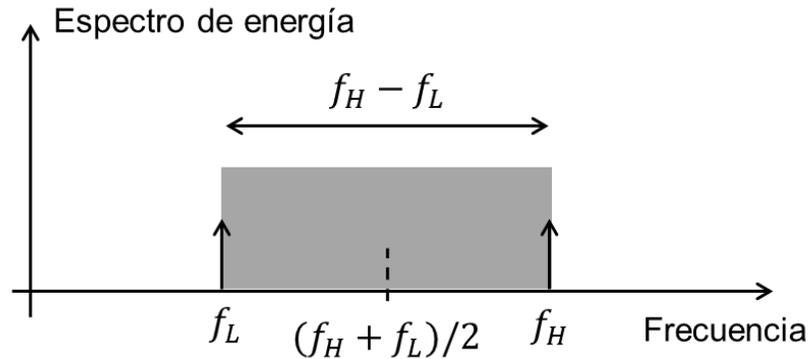


Figura 7: Definición de ancho de banda y frecuencia central

UWB caracteriza sistemas de transmisión con una ocupación espectral instantánea superior a 500 MHz o con un ancho de banda fraccional superior al 20%. El ancho de banda fraccional se define como:

$$B_f = \frac{B}{f_c} = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (3)$$

La DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) define a las señales UWB como señales con un ancho de banda fraccional superior al 25%. Este ancho de banda es mucho mayor que el de cualquier sistema de comunicación existente. Por otro lado, las señales de banda angosta (NB: *Narrow Band*) se definen como señales con un ancho de

banda fraccional menor de 1% mientras que las señales de banda ancha tienen un ancho de banda fraccional entre 1% ~ 20%.

De acuerdo a las regulaciones de la FCC, los sistemas UWB con una $f_c > 2.5 \text{ GHz}$ necesitan tener un ancho de banda de -10 dB al menos 500 MHz, mientras que los sistemas UWB con $f_c < 2.5 \text{ GHz}$ necesitan tener un ancho de banda fraccional de al menos 20%. (Yang, 2004)

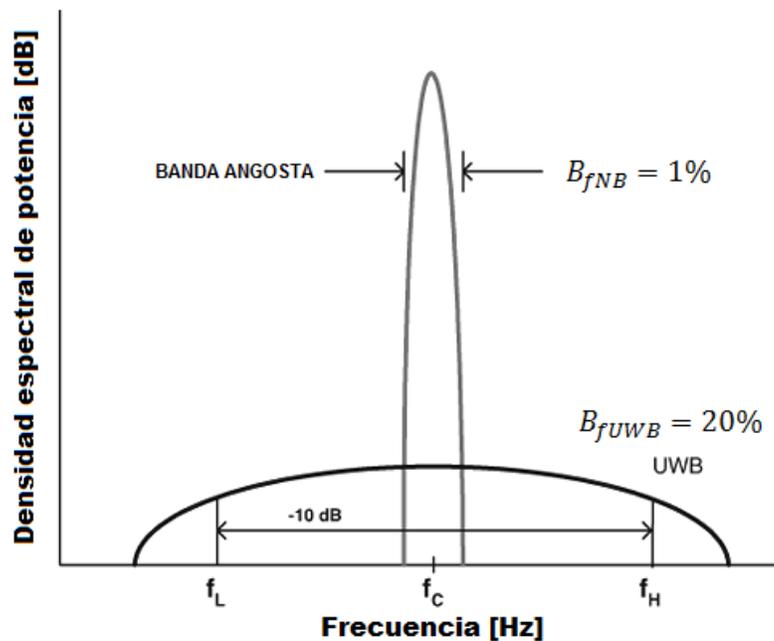


Figura 8: Comparación de ancho de banda UWB y ancho de banda NB

III.3 Regulaciones de la FCC

La comisión federal de comunicaciones (FCC: *Federal Communications Commission*) es un organismo independiente de los Estados Unidos y trabaja en áreas como: comunicaciones de banda ancha, competición, el espectro radioeléctrico, los medios de difusión, seguridad pública y seguridad nacional. En 1998 la FCC inicio el proceso regulatorio de la tecnología UWB, no fue hasta febrero del 2002 que la FCC implementó formalmente los lineamientos que permites a UWB operar bajo ciertas máscaras espectrales para escenarios interiores y exteriores. (Luediger & Zeisberg, 2002)

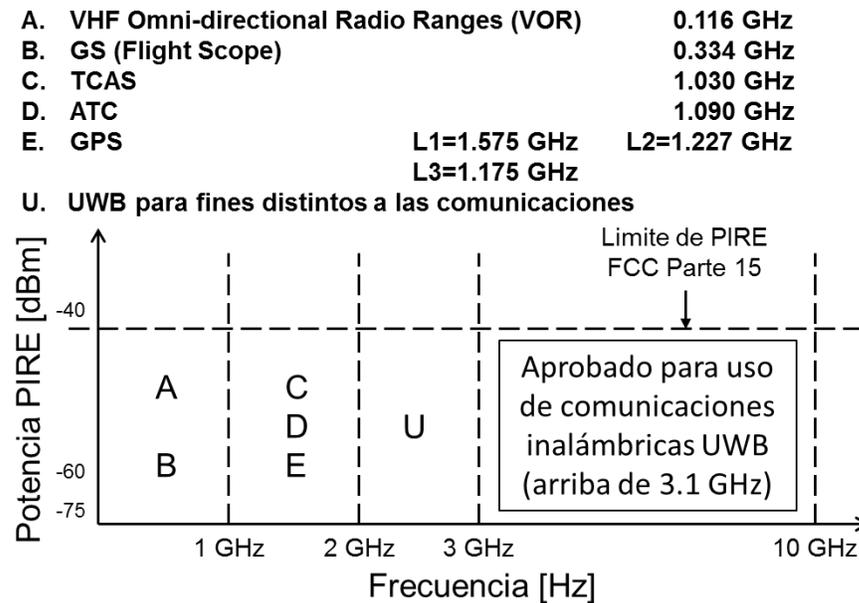


Figura 9: FCC parte 15 para dispositivos de alta frecuencia.

En esta tesis solamente se consideran las regulaciones relacionadas con las aplicaciones de telecomunicaciones. La Figura 9 muestra el rango de frecuencia de operación aceptable por la FCC para algunos servicios de alta frecuencia. La mayoría de los servicios de alta frecuencia, incluidos los servicios de UWB, son regulados por la FCC parte 15. De acuerdo a la Figura 9 las comunicaciones UWB deben operar a una frecuencia superior a 3.1 GHz y con menos de -40 dBm de potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), que define la cantidad de potencia con la que se provee a la antena transmisora UWB. La FCC ha asignado distintos límites de emisión para dispositivos UWB de interiores y exteriores.

La máscara espectral para dispositivos externos es 10 dB menor que la utilizada para dispositivos interiores, dentro de la banda de 1.61 GHz y 3.1 GHz como se puede observar haciendo una comparación entre la Figura 10 y la Figura 11. En general estas máscaras fueron diseñadas para proteger a otros usuarios del espectro de niveles indeseables de interferencia, causados por las transmisiones UWB, es por esta razón que los niveles de potencia son muy bajos, lo que permite a la tecnología UWB traslaparse con servicios ya existentes como GPS y el IEEE 802.11 WLAN. (Chia-Chin Chong, 2006)

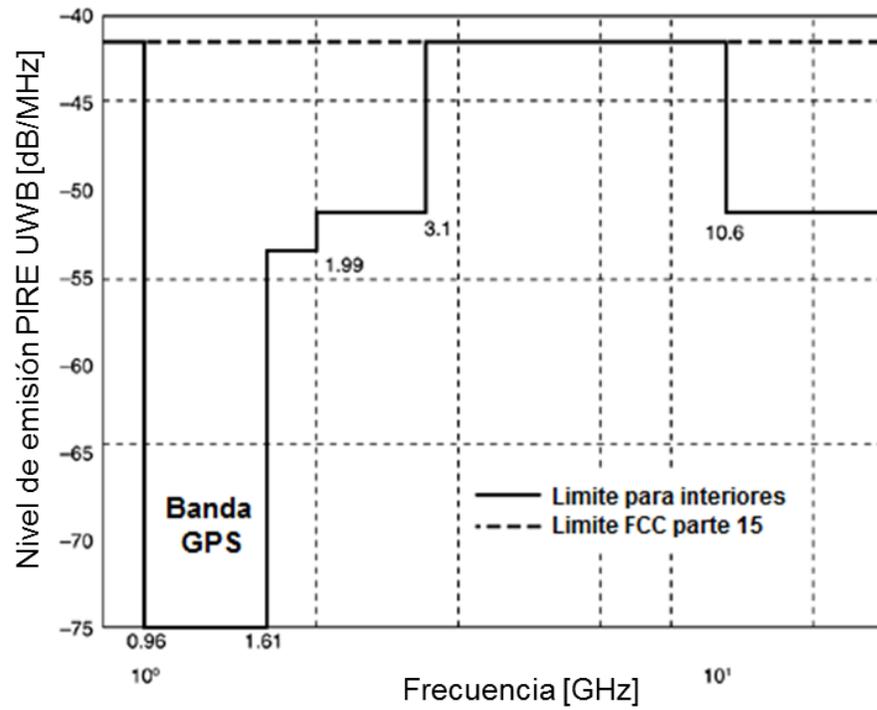


Figura 10: Máscara espectral FCC para sistemas UWB de interiores

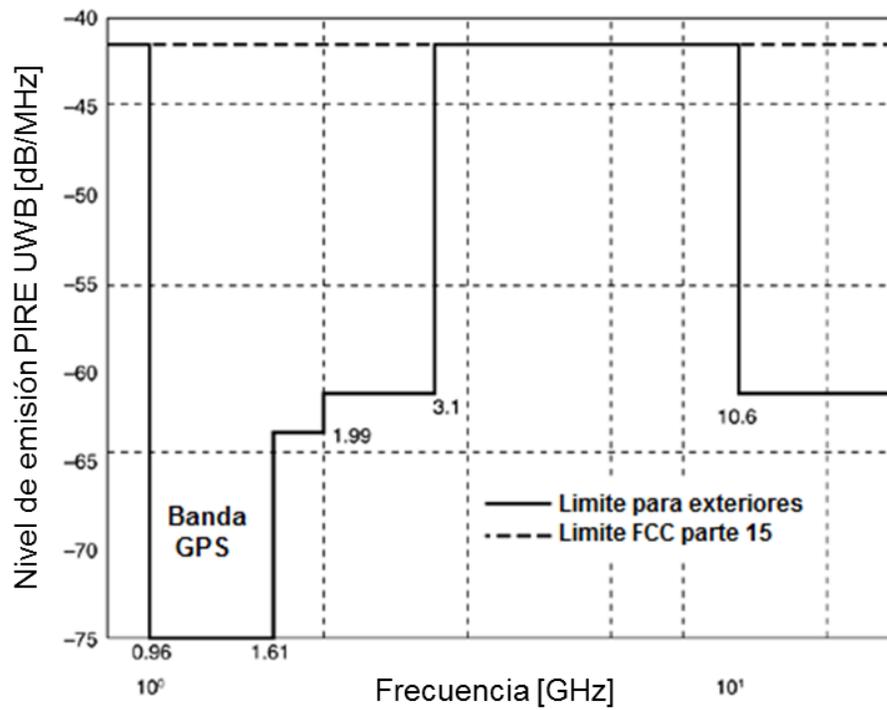


Figura 11: Máscara espectral FCC para sistemas UWB de exteriores

Es importante notar que la FCC únicamente especificó una máscara espectral, así como limitaciones de ancho de banda del dispositivo UWB, pero no el tipo de señal ni tampoco el esquema de modulación.

III.4 Ventajas de los sistemas de comunicación UWB

Dado que los sistemas UWB están basados en la transmisión de pulsos extremadamente angostos con una pequeña cantidad de potencia, los sistemas UWB presentan algunas ventajas sobre los sistemas de comunicaciones de banda angosta. Algunas de estas ventajas son:

Alta tasa de transmisión

Los esquemas UWB pueden lograr muy altas tasas de transmisión a cortas distancias. De acuerdo a la teoría de comunicación de Shannon (Shannon, 1948).

$$C_c = W \log \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4)$$

Donde C_c es la capacidad del canal, W es el ancho de banda, S es la potencia promedio de la señal transmitida y N es la potencia de ruido promedio. La capacidad de información se incrementa linealmente con el ancho de banda, y se incrementa logarítmicamente con la relación señal a ruido. Dado que los sistemas UWB tienen un gran ancho de banda, son apropiados para la comunicación a altas tasas de transmisión. Los sistemas actuales de UWB soportan tasas de transmisión de más de 500 Mbps en un área de 10 m (Intel, 2005) muy superior a las tasas de transmisión existentes de 1 Mbps de Bluetooth y de 54 Mbps de WiFi (802.11 a/g).

Robusto a desvanecimientos

El fenómeno conocido como multitrayectorias es inevitable en los canales de comunicaciones inalámbricas. Es causado por múltiples reflexiones de la señal transmitida en varias superficies como edificios, árboles y personas.

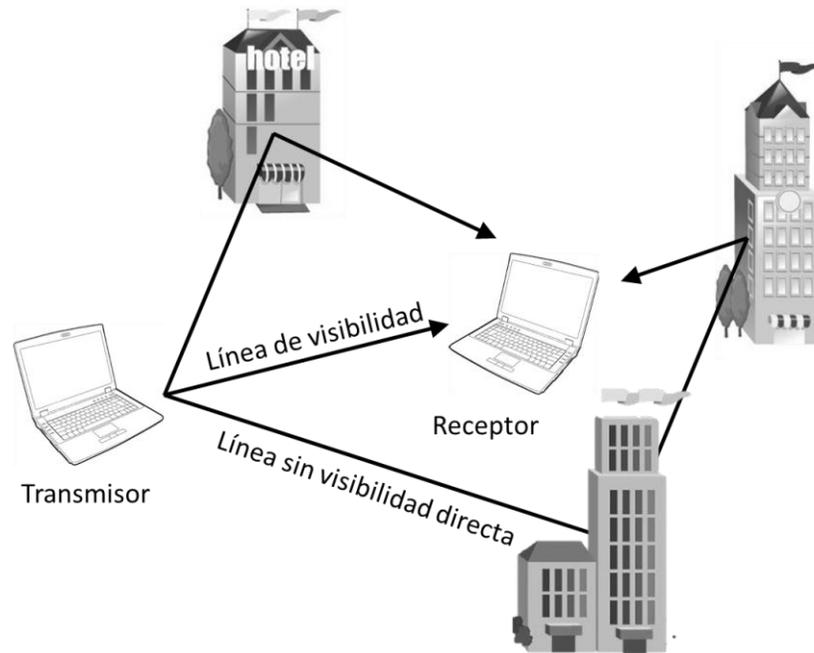


Figura 12: Fenómeno de multirrayectorias en un enlace inalámbrico

La línea directa entre un transmisor y un receptor es la línea de visibilidad directa (LOS: *Line of Sight*), las señales reflejadas de las superficies son las líneas sin visibilidad directa (NLOS). La Figura 12 representa el fenómeno multirrayectorias en señales inalámbricas tanto de banda angosta como UWB. Este fenómeno es bastante severo para señales de banda angosta, puede causar degradación en la señal de hasta 40 dB debido a la suma fuera de fase de los frentes de onda LOS y NLOS. Por otro lado, la corta duración de los pulsos UWB los vuelve menos sensitivos al efecto de las multirrayectorias. Dado que la duración de un pulso UWB se encuentra en el orden de los nanosegundos en la mayoría de los casos, el pulso reflejado tiene una ventana muy pequeña para colisionar con el pulso LOS y causar una degradación en la señal por lo que las transmisiones UWB permiten una resolución fina en tiempo de las llegadas de las multirrayectorias, lo que implica potencial para desvanecimientos reducidos comparado con las transmisiones de ancho de banda angosta (Ramachandran, 2005). Ya que el transmisor y el receptor trabajan en el dominio del tiempo en alta resolución, cada señal multirrayectoria puede ser detectada como una señal individual (ej. sin desvanecimiento) como se muestra en la Figura 13 (B).

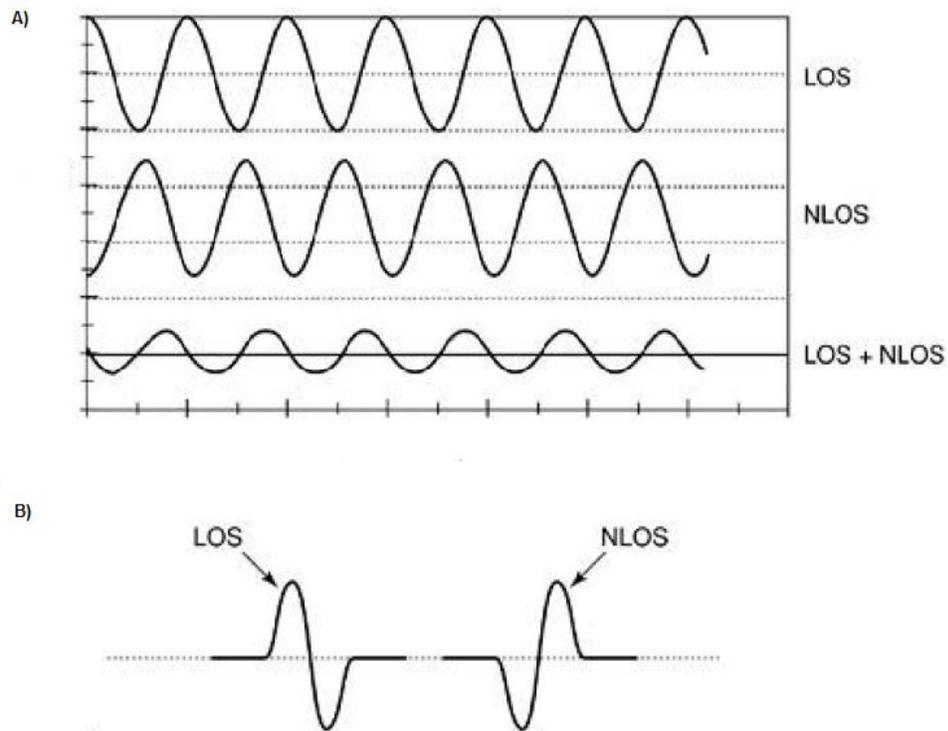


Figura 13: Efecto de las multitrayectorias en A) señales de banda angosta B) señales UWB

Bajo costo

Otra ventaja de los sistemas UWB es su bajo costo. Los esquemas de radio impulsivo (IR: *Impulsive Radio*) no tienen portadora y únicamente utilizan procesamiento en banda base, por lo que no se necesita procesamiento de frecuencia intermedia, lo que resulta en circuitería más simple. Parte de este bajo costo viene del hecho de que los sistemas UWB IR no requieren oscilador local ni *up-conversion* o *down-conversion*. (Chang, 2005)

Seguridad

Por su baja potencia de transmisión promedio, los sistemas UWB tienen inmunidad inherente a la detección e interceptación. Con una potencia de transmisión tan baja, cualquier espía tendría que estar muy cerca del transmisor (1m aproximadamente) para ser capaz de detectar la información transmitida.

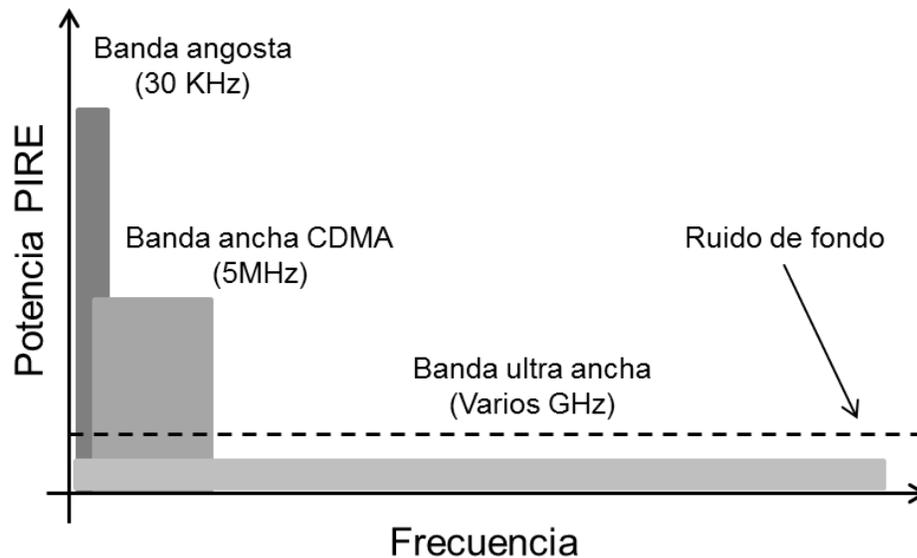


Figura 14: Comparación de niveles de potencia de varios sistemas de radio

Además, los pulsos UWB están modulados en tiempo, con códigos únicos para cada par transmisor/receptor lo cual agrega una mayor seguridad, esto se debe a que la detección de pulsos de nanosegundos sin saber el momento en el cual ellos son transmitidos es prácticamente imposible. Por lo que, los sistemas UWB prometen lograr comunicaciones altamente seguras, con poca probabilidad de detección e interceptación, necesidades críticas para operaciones militares (Nekoogar, 2005).

Espectro compartido

Los requerimientos de potencia de la FCC de 41.3 dBm/MHz o lo que es lo mismo 75 nW/MHZ coloca a los sistemas UWB en la categoría de radiadores no intencionales, como los televisores y los monitores de computadora. Esta restricción de potencia permite a los sistemas UWB residir a niveles de potencia por debajo del ruido de fondo de un receptor de banda angosta típico y permite a los sistemas UWB coexistir con los servicios de radio actuales con una interferencia mínima o nula.

Tabla 1: Resumen de los sistemas de UWB

Ventaja	Beneficio
Coexistencia con servicios de radio actuales	Evita cargos excesivos de licencias
Gran capacidad de canal	Puede soportar video streaming de alta definición
Habilidad para trabajar con bajos niveles de SNR	Ofrece alto desempeño en ambientes ruidosos
Baja potencia de transmisión	Proporciona un alto grado de seguridad con baja probabilidad de detección e interceptación
Resistente a interferencia	Confiable en ambientes hostiles (Aplicaciones militares)
Alto desempeño en ambientes multitraectorias	Proporciona altos niveles de potencia en condiciones adversas

III.5 Tecnologías de UWB

Actualmente en el mercado se pueden encontrar dos implementaciones principales de UWB. Por un lado tenemos la versión UWB de WiMedia, basada en modulación por división de frecuencias ortogonales (OFDM-UWB: *Orthogonal Frequency Division Multiplexing-UWB*) la cual divide la banda espectral de UWB de 3.1 a 10.6 GHz en 14 canales de 528 MHz de ancho de banda cada uno. OFDM-UWB está bien adaptado para la compensación post-detección de impedimentos de la transmisión óptica como la dispersión cromática y el ruido de fase no lineal. Por el otro lado, radio impulsivo (IR-UWB) emplea pulsos de radio cortos, típicamente en el rango de picosegundos, cuyo ancho de banda puede ser ajustado. Esta implementación provee comunicación a altas velocidades con aplicaciones de localización y telemetría debido a la naturaleza del pulso transmitido (Allen, Brown, & Schewieger, 2005) (Llorente, 2009).

III.5.1 Radio Impulsivo

Radio impulsivo es una de las elecciones populares para la transmisión UWB. Ya que no usa una portadora sinusoidal para trasladar la señal a una frecuencia mayor, en su lugar se comunica con una señal en banda base compuesta de pulsos de duración menor al orden de nanosegundos. Podemos representar la señal de tren de pulsos UWB como una suma de pulsos trasladados en tiempo.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - t_k) \quad (5)$$

Donde $s(t)$ es la señal modulada UWB, $p(t)$ es la forma del pulso fundamental y a_k y t_k son la amplitud y el corrimiento en tiempo del k -ésimo pulso. Debido a la corta duración de los pulsos, el espectro de la señal UWB puede tener varios GHz de ancho. Por lo que una de las consideraciones de diseño más importantes es la selección de la forma del pulso fundamental usado para generar la señal de UWB (Welborn & McCorkle, 2002).

Pulso Gaussiano

Un pulso Gaussiano es uno de los candidatos para la forma de pulso fundamental en los sistemas de radio impulsivo UWB. El pulso Gaussiano básico es descrito analíticamente como:

$$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6)$$

Si un pulso Gaussiano es transmitido, debido a las características derivativas de la antena, la salida de la antena transmisora puede ser modelada por la primera derivada del pulso Gaussiano (Popa, 2010). Por lo tanto, el pulso radiado, derivado del pulso Gaussiano, llamada monociclo se define analíticamente como:

$$x'(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7)$$

Las formas de los pulsos descritos matemáticamente por las ecuaciones (6) y (7) se muestran en la Figura 15 y Figura 16

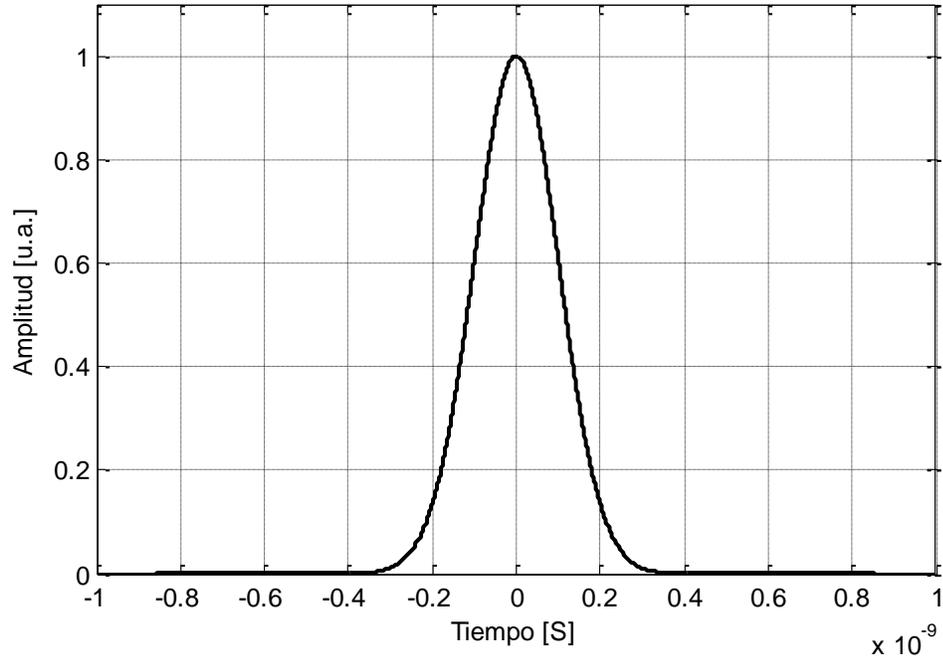


Figura 15: Pulso Gaussiano con $\sigma = 0.1 \text{ nS}$

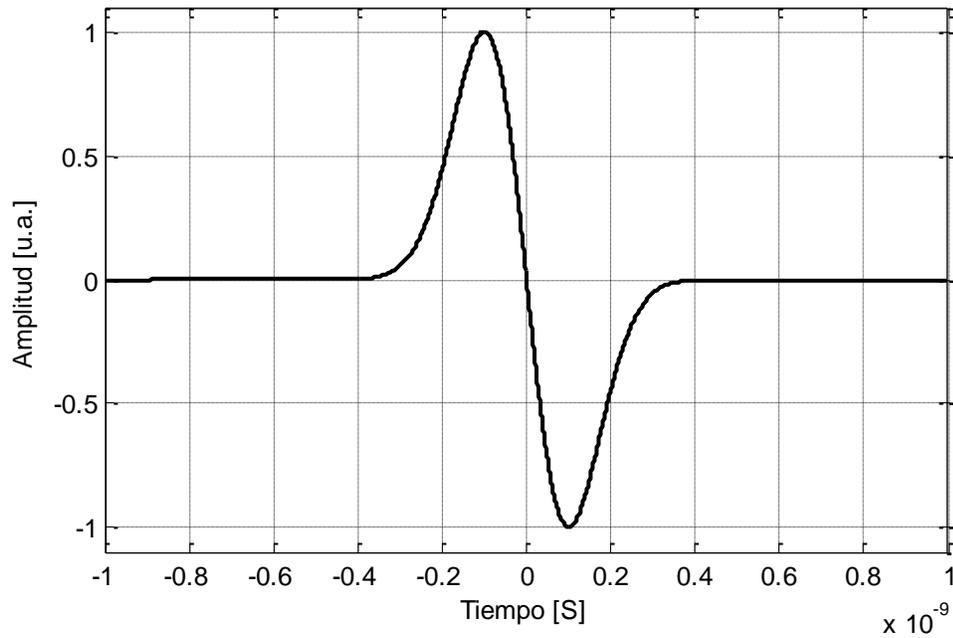


Figura 16: Forma de onda del monociclo Gaussiano

En el dominio del tiempo, las derivadas de más alto orden de un pulso Gaussiano son similares a señales sinusoidales moduladas por un envolvente en forma de pulso Gaussiano. Conforme el orden de la derivada se incrementa, el número de cruces por cero también se incrementa, un mayor número de cruces por cero en el mismo ancho de pulso corresponde a una frecuencia sinusoidal de “portadora” mayor modulada por un envolvente Gaussiano equivalente. Es decir, cada derivada incrementa la frecuencia central del pulso. Estas observaciones fueron las que llevaron a la consideración de derivadas de alto orden de pulsos Gaussianos como candidatos para las transmisiones de UWB. La ecuación de la n -ésima derivada del pulso Gaussiano se define como:

$$x^{(n)}(t) = \frac{d^n}{dt^n} \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8)$$

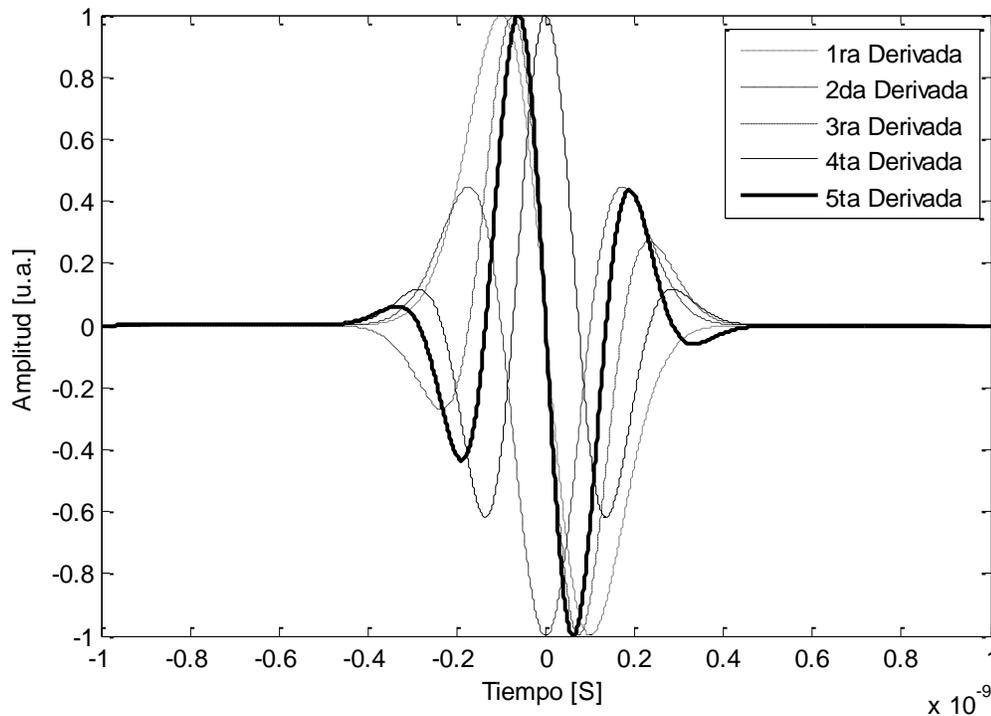


Figura 17: Formas de onda de las derivadas de alto orden de un pulso Gaussiano ($\sigma = 0.1nS$)

Las transformadas de Fourier de los pulsos Gaussianos tienen una expresión relativamente simple y su amplitud está dada por:

$$|X^{(n)}(f)| = A(2\pi f)^n \cdot \exp\left[-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right] \quad (9)$$

Comparando la densidad espectral de potencia (PDS: *Power Spectral Density*) de las primera a la quinta derivada Gaussiana, se puede observar (Figura 18) que a una mayor derivada la frecuencia central se eleva y el ancho de banda se reduce. Los resultados de la simulación anterior nos muestran que la derivada Gaussiana de 5to orden cumple con los requerimientos establecidos por la FCC parte 15. Para sistemas de interiores, un pulso Gaussiano de 5to orden puede ser utilizado (Chang, 2005).

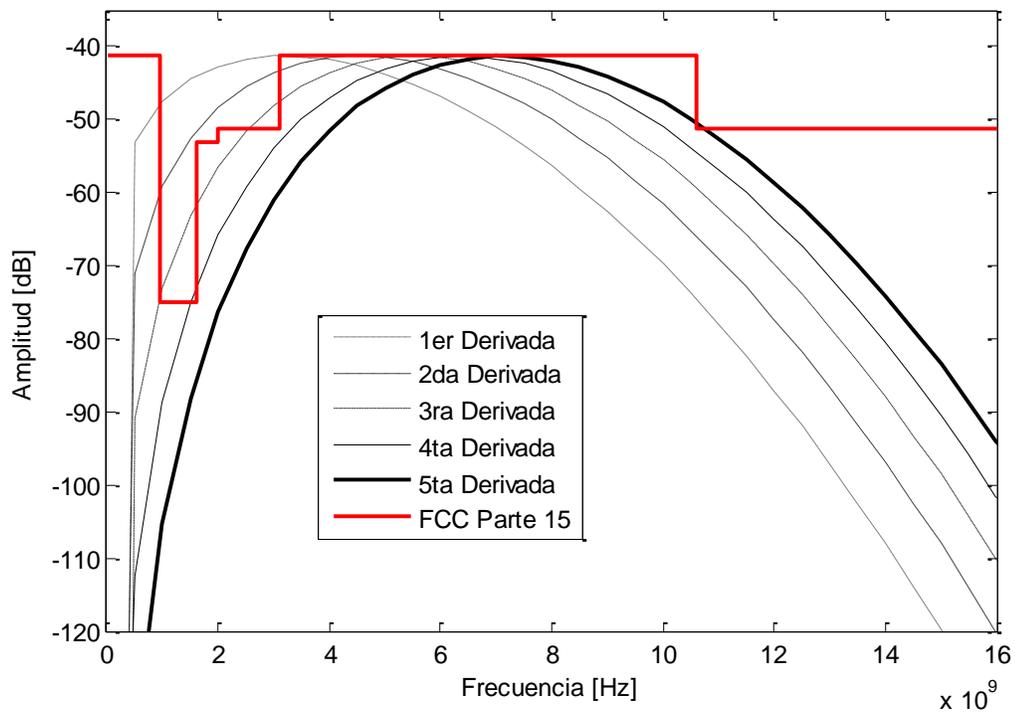


Figura 18: Densidad espectral de potencia para las derivadas del pulso Gaussiano ($\sigma = 0.5 \text{ nS}$)

En la Tabla 2 se muestran los valores óptimos del parámetro σ así como el ancho de banda de 10 dB obtenido para las derivadas de pulsos Gaussianos de hasta 7mo orden (Popa, 2010). Estos resultados muestran que el ancho del pulso debe de ser menor a 1 nS para todos los casos y que el ancho de banda de 10dB es de 4.5GHz o mayor, la frecuencia central se incrementa conforme se aumenta el orden de la derivada. Algo que tal vez no es

evidente en este punto, pero que fue resultado de numerosas simulaciones es el hecho de que la PSD máxima puede ser controlada cambiando la amplitud A del pulso Gaussiano.

Tabla 2: Valores óptimos de σ para diversas derivadas de pulsos Gaussianos

Orden de la derivada	σ_{opt} [nS]	f_c [GHz]	B_{10dB} [GHz]
1	0.033	4.79	7.50
2	0.036	5.78	7.50
3	0.011	6.34	7.40
4	0.047	6.72	7.07
5	0.051	7.01	6.64
6	0.053	7.23	6.19
7	0.057	7.42	5.59

Estas formas de onda pueden ser creadas mediante la implementación de un filtro pasa banda a un pulso Gaussiano, lo cual es equivalente a la implementación de distintos órdenes de diferenciación. Sin embargo, con el actual estado de la tecnología es difícil generar un pulso cuyo ancho de banda fraccional sea mayor al 100% de la frecuencia central alrededor de los 7GHz. Una solución efectiva para generar señales UWB impulsivas es hacer uso de la tecnología óptica para desplazar en frecuencia un pulso Gaussiano y al mismo tiempo tomar ventaja del ancho de banda y las bajas pérdidas que ofrecen los dispositivos ópticos modernos (Yao, 2009).

Capítulo IV Diseño del sistema

IV.1 Introducción

Dado que la propagación de señales UWB está limitada a unas cuantas decenas de metros, dichas redes pueden operar principalmente en ambientes de interiores con poca o nula integración a la red cableada local o a las infraestructuras inalámbricas de área amplia. Por lo que, para ofrecer disponibilidad ininterrumpida de servicio a través de diferentes redes y lograr accesos de alta velocidad en cualquier momento y lugar, la distribución de estas señales haciendo uso de redes de fibra óptica ha levantado gran interés, ya que permite extender la cobertura de radio de los sistemas UWB (Zeng & Yao, 2006). La principal función de una red UWB sobre fibra (UWBoF) es distribuir las señales UWB, haciendo uso de las ventajas de la fibra tales como: bajo costo, ancho de banda, bajo peso y su inmunidad a la interferencia electromagnética (Sauer, Kobayakov, & George, 2007), tal como se definen en el Capítulo II.

Existen varias técnicas ópticas para transportar señales UWB sobre fibra óptica, estas pueden ser clasificadas en términos de los principios de modulación y detección utilizados. En ese caso, las técnicas pueden ser agrupadas en dos categorías: modulación de intensidad con detección directa (IM-DD: Intensity Modulation Direct Detection) y detección heterodina remota (RHD: Remote Heterodyne Detection). IM-DD involucra la transmisión de la señal de UWB en banda base sobre la fibra, por otro lado en RHD, la señal UWB en banda base es transportada a una frecuencia superior en la RAU haciendo uso de un oscilador local el cual es provisto de manera separada en la RAU o transportado a esta de manera remota.

Dependiendo del método de transmisión utilizado las unidades de acceso remoto (RAU) pueden ser más complejas o más simples. Algunos sistemas, que involucran el uso de un oscilador local en el RAU pueden utilizar IM-DD para transmitir la señal en banda base y realizar la conversión de manera local en la RAU haciendo uso de un mezclador. Sin embargo en la mayoría de los casos, los sistemas hacen uso de esquemas de RHD para la generación de la señal de UWB a la banda de frecuencia deseada.

Para el propósito de generación de señales UWB en la banda de frecuencias milimétricas, la conversión de frecuencia totalmente óptica se muestra como una solución atractiva de bajo costo para centralizar el proceso de mezclado de banda ancha en lugar de realizar una *up-conversion* con equipos electrónicos de alto costo en cada RAU de la red de RoF (Guenec & Gary, 2007). En esta tesis se diseña un sistema de comunicaciones UWB que hace uso de la frecuencia de batimiento óptica para la conversión de una señal IR-UWB de banda base a una frecuencia superior. Por conveniencia experimental la conversión óptica de frecuencia ha sido realizada en la banda de 7GHz sin embargo los resultados experimentales y las conclusiones se pueden extender a la banda de 60GHz la cual ha sido asignada para aplicaciones UWB por la FCC.



Figura 19: Enlace de telecomunicación

Para el diseño del sistema UWB mencionado se contemplan dos esquemas distintos, uno para el enlace de subida y otro para el enlace de bajada. En el enlace de subida se utilizara un esquema IM-DD, mientras que para el enlace de bajada se utilizara un sistema RHD.

IV.2 Enlace de subida (Up Link)

El método IM-DD es el más simple para distribuir ópticamente señales UWB este se logra simplemente modulando la intensidad de la fuente de luz con la señal UWB misma y

entonces usar detección directa en el fotodetector para recuperar la señal UWB. Esta técnica fue seleccionada para el enlace de subida, ya que desplaza la complejidad de la RAU a la estación central y por tanto manteniendo las unidades de acceso remoto lo más simples posible. Hay dos formas de modular la fuente de luz. Una es permitiendo que la señal UWB module directamente la corriente del diodo láser. La segunda opción consiste en operar el láser en modo de onda continua, es decir, mantener fija la corriente de operación y por lo tanto la potencia óptica del láser, y entonces utilizar un modulador externo, como por ejemplo un modulador Mach-Zehnder (MZM) para modular la intensidad de la luz. Estos dos posibles métodos se muestran en la Figura 20. En ambos casos la señal moduladora es la señal UWB que va a ser distribuida.

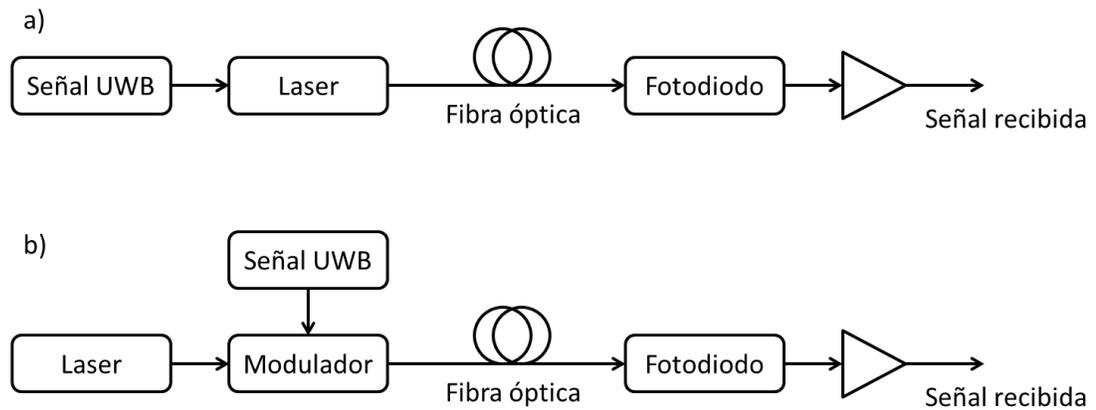


Figura 20: Configuración básica de un sistema IM-DD con a) Modulación Directa b) Modulación Externa

Una desventaja de la técnica de IM-DD con modulación directa es que es difícil de utilizar en aplicaciones de ondas milimétricas de alta frecuencia. Esto se debe a que para generar señales de alta frecuencia, como los son las señales milimétricas, la señal modulante debe de estar a la misma frecuencia, esto no es posible debido al ancho de banda limitado y a las no linealidades del láser, las cuales producen términos producto de la intermodulación los cuales causan distorsión. En el esquema propuesto se optó por implementar un sistema IM-DD con modulación externa, ya que este permite que la corriente de alimentación del láser se mantenga constante y el ruido de intensidad relativa

(RIN) es bajo, en consecuencia puede lograr un mejor desempeño en aplicaciones de radio sobre fibra en comparación con un sistema de modulación directa (Kazovsky, Benedetto, & Willner, *Optical Fiber Communication Systems*, 1996), sin embargo el método de modulación directa es simple y tiene un menor costo, por lo que se utiliza en sistemas de RoF en los cuales el costo del sistema es determinante (Li, 2007).

IV.2.1 Modulador Mach-Zehnder

A manera de modulador externo se utilizara un modulador Mach-Zehnder, cuyo funcionamiento se explica a continuación. La propiedad clave del material para crear un modulador es que un cambio en un parámetro eléctrico debe alterar una propiedad óptica del material. Los primeros moduladores colocaban un electrodo sobre un bloque de niobato de litio. El campo eléctrico resultante altera el índice de refracción, el cual a su vez altera la fase de una onda óptica que pasa a través del bloque, posteriormente se descubrió que era posible una mayor sensibilidad, expresada como corrimiento de fase óptico por volt de campo eléctrico aplicado, confinando la luz a una guía de onda óptica y colocando electrodos a lo largo de esta. Implementando dicho modulador de fase en un interferómetro, se hace posible convertir la modulación de fase en una modulación de intensidad. El interferómetro más utilizado para realizar esta conversión es el Mach-Zehnder.

El esquemático de un modulador Mach-Zehnder típico, MZM, se muestra en la Figura 21. Las guías de onda propagan únicamente un modo espacial. El haz incidente de luz del láser es típicamente dividido de manera equitativa y alimentada a los brazos del interferómetro, los cuales tienen la misma longitud, cuyas salidas se recombinan para alimentar la salida de la guía de onda del modulador.

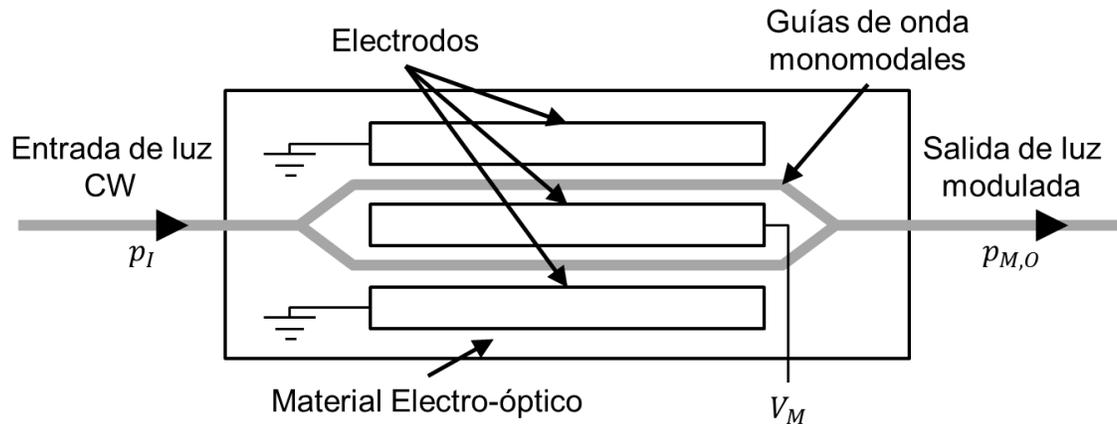


Figura 21: Diseño de un modulador de intensidad basado en un interferómetro Mach-Zender.

Cuando se aplica un voltaje de cero volts en los electrodos del modulador, la luz en los dos brazos del modulador llega a la salida del modulador en fase. Por lo que esta condición resulta en una transmisión óptica máxima a través del modulador. Cuando un voltaje es aplicado a los electrodos, el campo eléctrico resultante (el cual es perpendicular a la guía de onda) altera el índice de refracción de los dos brazos. Dado que el efecto electro-óptico es dependiente de la dirección del campo con respecto a los ejes de propagación, aplicando un voltaje en el electrodo central causa que el índice se incremente en un brazo y se reduzca en el otro. El efecto de estos cambios en los índices de refracción es la introducción de un cambio de fase relativo entre la luz de ambos brazos cuando se recombinan.

La combinación de dos haces de luz que se encuentran fuera de fase intenta excitar modos de transmisión de orden mayor en la guía de onda de salida. Pero dado a que la guía de onda es de un solo modo, todos estos modos de alto orden no pueden propagarse una distancia significativa en la guía. Consecuentemente esta luz se pierde por dispersión en el substrato circundante. Por lo que al aumentar el voltaje de los electrodos, la intensidad de la potencia de salida decrece (Cox, 2004).

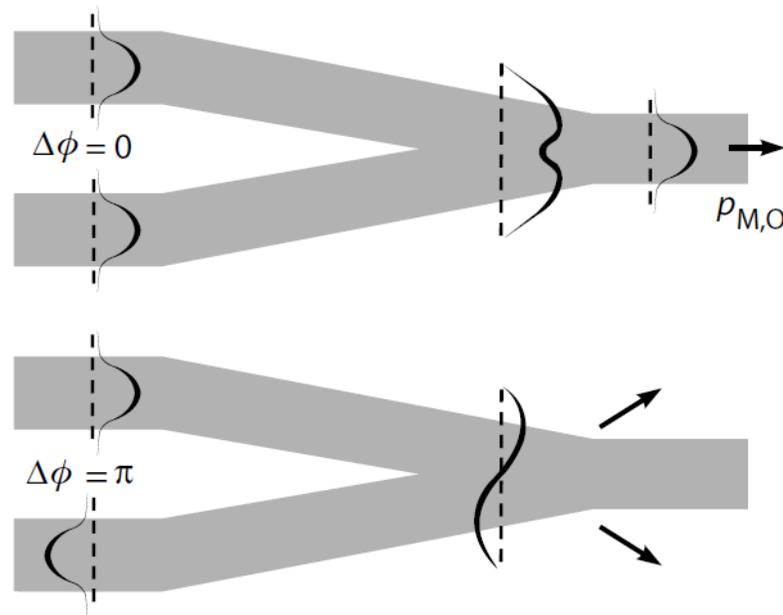


Figura 22: Detalle de los frentes de onda a la salida del interferómetro Mach-Zehnder para un desplazamiento de fase de 0 y 180 grados entre las ondas

Para un voltaje lo suficientemente alto, la luz en los dos brazos se vuelve exactamente 180° fuera de fase a la salida del combinador. Bajo esta condición de alimentación, idealmente toda la luz en la salida de la guía de onda intenta propagarse en un modo de alto orden y nada de la luz en un modo fundamental. Consecuentemente la luz no alcanza la salida de la fibra. Un mayor incremento en el voltaje del electrodo trae de nuevo la luz de ambos brazos cada vez más cerca en fase, hasta que eventualmente están completamente en fase una vez más.

Por lo tanto la función de transferencia entre el voltaje del electrodo v_M y la potencia óptica de salida $p_{M,O}$, es periódica en v_M . La función periódica es un coseno elevado como se muestra en la Figura 23, cuando la potencia óptica de entrada del modulador p_I es constante. Un parámetro importante es el valor del voltaje requerido para inducir un cambio de fase de 180 grados o π radianes entre las dos guías ópticas a la salida del combinador; este voltaje es referido como V_π .

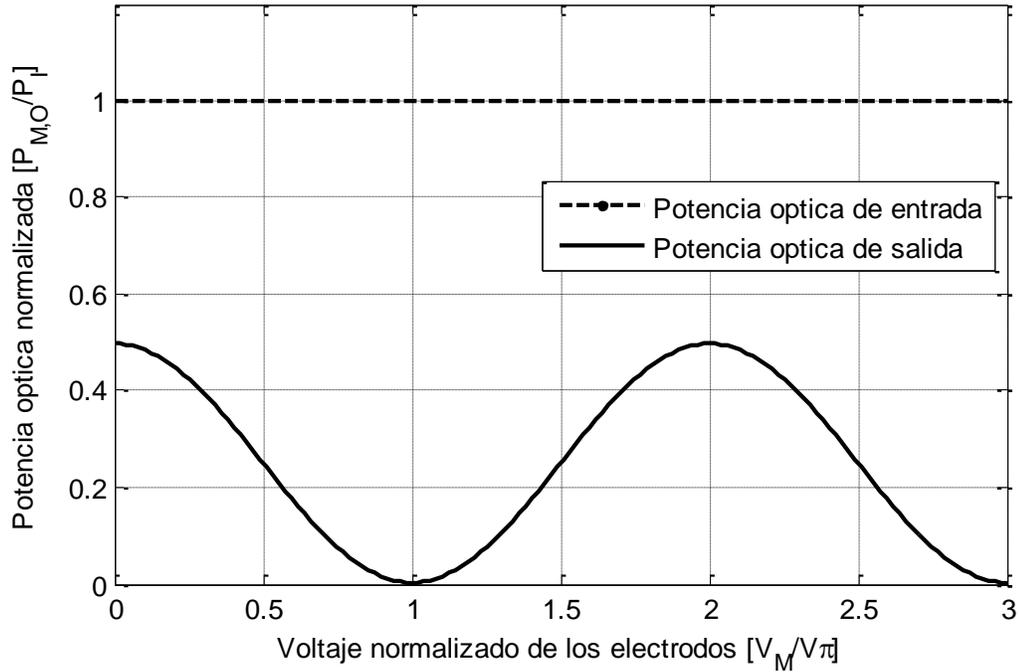


Figura 23: Función de transferencia normalizada del modulador óptico Mach-Zehnder, para el caso donde $T_{FF} = 0.5$ (3dB)

Aun en el pico máximo de transmisión a través del MZM existirá una pérdida, sin importar el origen de las pérdidas tienen el mismo efecto en el diseño del enlace. Consecuentemente, para nuestros propósitos podemos unir todas las pérdidas del modulador en un solo término, el cual denominaremos T_{FF} para pérdidas de transmisión de fibra a fibra, un valor representativo de 0.5 o 3 dB se muestra en la Figura 23.

Para obtener la máxima eficiencia de modulación, es decir el valor de V_M que nos proporciona la menor distorsión provocada por el proceso de modulación óptica es necesario encontrar una función de transferencia del MZM de la función graficada en la Figura 23, la cual se define como:

$$p_{m,o} = \frac{T_{FF}P_I}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi v_M}{V_\pi}\right) \right] \quad (10)$$

Donde T_{FF} es la relación $p_{M,O}/P_I$ cuando el interferómetro está polarizado para una máxima transferencia óptica. Cuando un voltaje de modulación v_m es aplicado al

modulador en adición al voltaje V_M , el voltaje instantáneo total del modulador puede ser descrito como:

$$v_M = V_M + v_m \quad (11)$$

El voltaje de polarización para la eficiencia de modulación se encuentra definiendo $v_M = V_M$ y diferenciando la ecuación (10) con respecto de V_M y resolver para el valor que maximice el resultado.

$$\frac{\partial}{\partial V_M} \left\{ \frac{T_{FF} P_I}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi V_M}{V_\pi} \right) \right] \right\} = \text{Sen} \left(\frac{\pi V_M}{V_\pi} \right) \quad (12)$$

Igualando el resultado de la ecuación (12) a cero para obtener el máximo local el valor de V_M queda definido como:

$$V_M = \frac{(2n - 1)V_\pi}{2} \quad (13)$$

La ecuación (13) es utilizada para calcular el punto de operación del MZM a utilizar, la elección de un punto de operación apropiado es importante en el diseño del sistema de comunicaciones, ya que el MZM no es lineal, la elección de un voltaje V_M apropiado nos permitirá trabajar en una región linealizada del modulador y por tanto obtener la menor distorsión armónica posible.

En la Figura 24 se observan la comparación de dos sistemas de modulación, uno que utiliza modulación directa Figura 24.a y otro que utiliza modulación externa Figura 24.b. En la primera, la función de transferencia es lineal lo que mantiene al mínimo la distorsión espectral. Así para una corriente de modulación i_m dada por:

$$i_m = a_0 + a_1 \cos(\omega_1 t) \quad (14)$$

Para una función de transferencia lineal la potencia de salida P_{Lout} se define por la ecuación de la recta $Y = A + B \cdot X$ donde X es la corriente de modulación, por lo que la potencia de salida está dada por:

$$P_{Lout} = (A + B a_0) + B a_1 \cos(\omega_1 t) \quad (15)$$

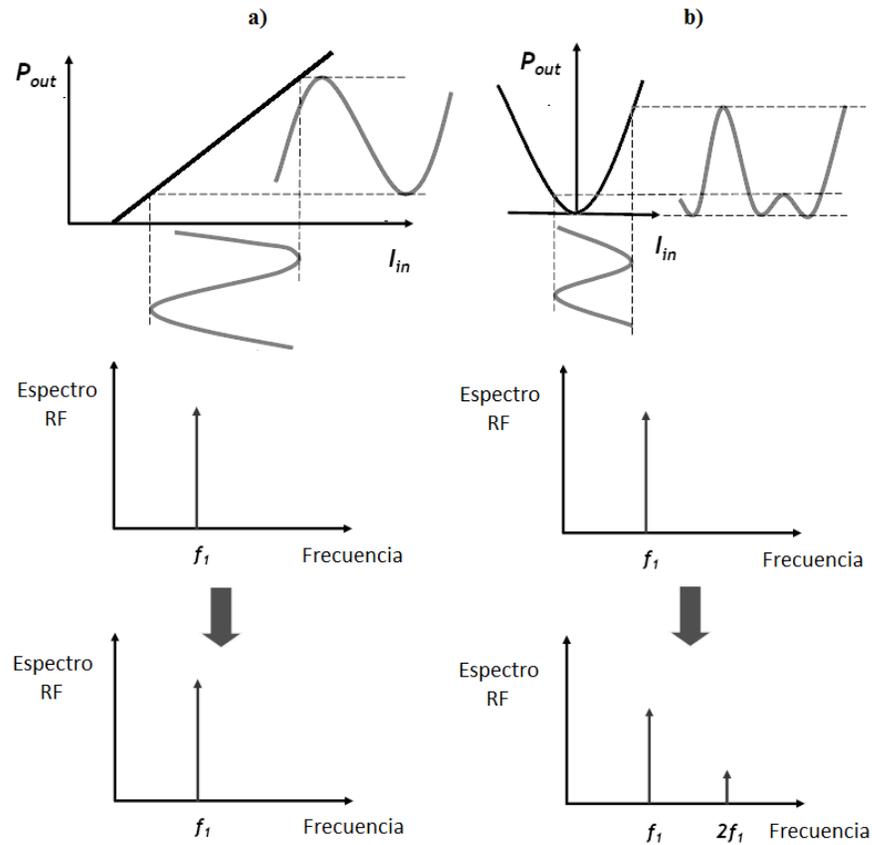


Figura 24: Comparación de moduladores de amplitud a) lineal y b) no lineal.

Para el caso de la Figura 24.b, la cual corresponde a la curva de un MZM, tenemos que es una función de transferencia cuadrática, obtenida de la serie de Taylor limitada a dos términos de la función Coseno (Weisstein, 2013) por lo que la función de transferencia del MZM puede aproximarse como $P_{NLout} = C(v_M)^2$ donde v_M es el voltaje instantáneo descrito en la ecuación (11), esto nos entrega una potencia de salida definida como:

$$P_{NLout} = C[a_0^2 + 2a_0a_1 \sin(\omega_1 t) + a_1^2 \sin^2(\omega_1 t)] \quad (16)$$

Una comparación entre la ecuación (15) y la ecuación (16), las cuales son características de los sistemas de la Figura 24.a y Figura 24.b respectivamente, revelan que en un sistema no lineal como lo es el del MZM presenta distorsión armónica de segundo orden y por tanto realiza la importancia de la elección de un punto de operación apropiado.

IV.2.2 Receptor IM-DD

El receptor más comúnmente utilizado es el fotodiodo PIN el cual cuando es polarizado inversamente es casi un fotodetector ideal, con una impedancia interna esencialmente infinita. La salida de corriente de un fotodiodo es proporcional a la potencia óptica incidente, la responsividad es usualmente utilizada para caracterizar la eficiencia del fotodiodo, la cual puede definirse para fines prácticos como:

$$\mathbb{R} = \frac{\text{Corriente de salida [A]}}{\text{Potencia optica incidente [W]}} \quad (17)$$

Desde el punto de vista físico la responsividad puede definirse como:

$$\mathbb{R} = \frac{q\eta}{h\nu} \quad (18)$$

Donde η es la eficiencia cuántica del fotodetector, q es la carga del electron, h es la constante de Plank y ν es la velocidad de la luz. Esencialmente hablando un fotodiodo PIN realiza una conversión instantánea de la potencia óptica de la señal P_s y la transforma en una corriente eléctrica

$$I_s = \mathbb{R} \cdot P_s \quad (19)$$

Durante el diseño del sistema se consideró la implementación de un fotodiodo avalancha (APD: *Avalanche Photo Diode*) el cual posee una ganancia interna $M = I_{APD}/I_{primaria}$ donde I_{APD} es la corriente de salida del APD y $I_{primaria}$ es la corriente producida por la conversión de fotones a electrones. Este factor de ganancia de electrones M causa que la salida de corriente en un fotodiodo APD sea mucho mayor, sin embargo, durante el proceso el ruido shot es igualmente amplificado. Si el proceso de amplificación fuera determinístico la PSD del ruido de salida de un APD sería igual a M^2 . Adicionalmente el proceso de multiplicación toma tiempo, por lo que el ancho de banda del APD está limitado a

$$BW_{APD} = \frac{1}{2\pi M \tau_1} \quad (20)$$

Donde τ_1 es el tiempo de transito efectivo en la región de avalancha. Como resultado, el incrementar la ganancia M del APD incrementa la corriente de salida y por lo tanto

suprime el impacto del ruido añadido por la circuitería externa a expensas de una reducción del ancho de banda del receptor. Fue finalmente esta reducción en ancho de banda la que descarto su uso para propósitos de detección, ya que al manejar señales de UWB el ancho de banda del fotodetector es determinante por lo que se optó por utilizar un fotodiodo PIN.

IV.2.3 Señal desmodulada IM-DD

Supongamos que el campo eléctrico de la señal portadora está dado por:

$$E_p = \sqrt{2P_p} \cdot \cos(\omega_p t + \phi_p) \quad (21)$$

Donde $\sqrt{2P_p}$ es la amplitud de la portadora óptica, cuyo valor se define de esta forma por conveniencia matemática, ω_p es la frecuencia óptica de la portadora en orden de los THz y ϕ_p es la fase de la portadora óptica. Si la señal de la ecuación (5) es aplicada a un modulador Mach-Zehnder cuyo punto de operación fue seleccionado previamente para trabajar en el régimen lineal, entonces la señal óptica modulada estará dada por la ecuación (15) y quedara definida como:

$$E_{mod} = S(t) \cdot \sqrt{2P_p} \cdot \cos(\omega_p t + \phi_p) \quad (22)$$

Considerando que la potencia óptica se define como $P = E^2$ entonces podemos reescribir la ecuación (19) como:

$$I_s = \mathbb{R} \cdot E^2 \quad (23)$$

De la ecuación (23) se puede observar que el fotodetector es un dispositivo de ley cuadrática. Si el fotodetector recibe la señal definida en la ecuación (22) entonces la corriente entregada por el fotodetector es (Agrawal, 2002):

$$I_s = \mathbb{R} \cdot [S(t)^2 \cdot 2P_p \cdot \cos^2(\omega_p t + \phi_p)] \quad (24)$$

Si aplicamos la identidad del ángulo doble $\cos 2\theta = 2 \cos^2 \theta - 1$ entonces la ecuación (24) puede reescribirse como:

$$I_s = \mathbb{R} \cdot S(t)^2 \cdot 2P_p \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_p + 2\phi_p) \right] \quad (25)$$

La frecuencia ω_p es una frecuencia óptica por lo que es medida en THz sin embargo, ya que el fotodetector utilizado se encuentra limitado por la velocidad de los circuitos electrónicos contenidos en este, normalmente en el orden de los GHz, este no puede desmodular la frecuencia de la portadora, por lo que el fotodiodo actúa como filtro removiendo el término $\cos(2\omega_p + 2\phi_p)$ de la ecuación (25) por lo que la corriente queda como sigue:

$$I_s = S(t)^2 \cdot \mathbb{R} \cdot P_s \quad (26)$$

Después de la transmisión a través de la fibra y detección directa en el fotodiodo, la corriente de fotodetección es una réplica de la señal UWB aplicada a la señal óptica en la estación base, como se muestra en la Figura 25. La fotocorriente sufre entonces una amplificación de trans-impedancia para dar un voltaje que en su momento podría ser utilizado para excitar la antena. Si la señal usada para modular el transmisor se encuentra modulada con información, entonces la señal detectada en el receptor portara la misma información. El formato de modulación de la información se preserva.

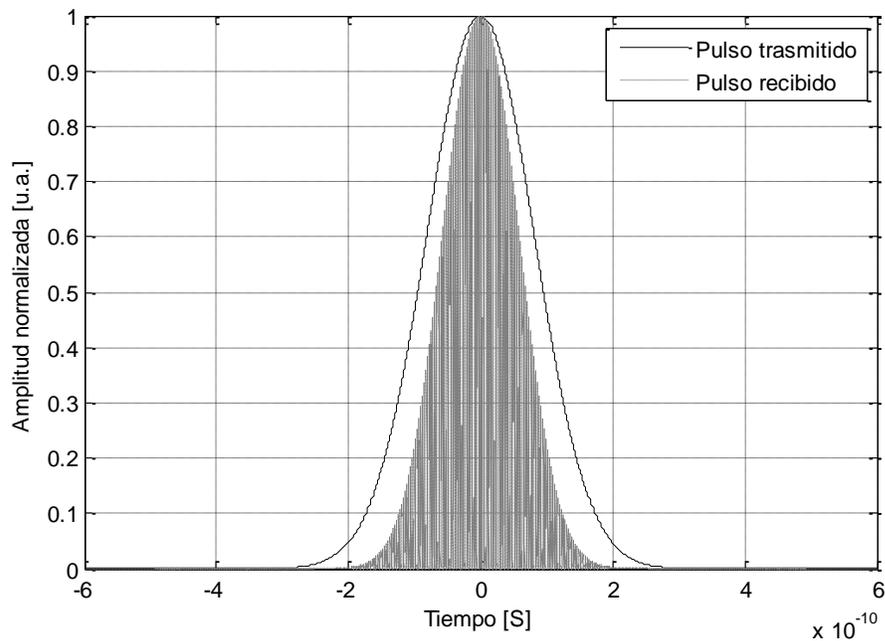


Figura 25: IM-DD de un pulso Gaussiano

La principal ventaja de este método es que es simple. Adicionalmente, si se utiliza fibra de baja dispersión, en conjunto con un modulador externo (linealizado), el sistema se vuelve lineal. En consecuencia, en enlace óptico actúa únicamente como un amplificador o atenuador y es por lo tanto transparente al formato de modulación de la señal UWB. Un sistema como este requiere poco o ningún cambio cuando ocurren cambios en el formato de modulación de la señal UWB. Además, a diferencia de la modulación directa del láser, los moduladores externos como el MZM puede ser modulado con señales milimétricas que se aproximan a los 100GHz, sin embargo esto viene a expensas de un alto costo, baja eficiencia de potencia y requerimientos de linealidad.

IV.3 Enlace de bajada (Down Link)

Una función de procesamiento de señal interesante es la conversión de subida (*up-conversion*) de las señales UWB (Guenec, Maury, Voinot, & Cabon, 2006). Conforme las bandas de licencia libre alrededor de los 2.4 GHz están sobresaturadas para aplicaciones de redes inalámbricas de área local (WLAN), bandas de frecuencias más elevadas se vuelven más atractivas para aplicaciones WLAN. En Estados Unidos, Japón y Europa asignaciones espectrales en el rango de los 3.1 a 10 GHz ofrecen tasas de transmisión en el orden de los Gbps de espectro compartido para aplicaciones de UWB.

Como se muestra en el Capítulo III el pulso Gaussiano (Figura 15) se presenta como una opción para sistemas de IR-UWB, sin embargo la obtención de la 5ta derivada de dicho pulso, requerido para cumplir con requerimientos de la FCC, es costoso y complicado. En el siguiente esquema se plantea la utilización de un sistema de detección RHD como una manera simple para la conversión de frecuencia de las señales UWB. En esta tesis se explota el concepto del batimiento óptico, con el objetivo de hacer uso de un pulso Gaussiano y trasladarlo a una frecuencia superior al mismo tiempo que se cumplen con las restricciones impuestas por la FCC.

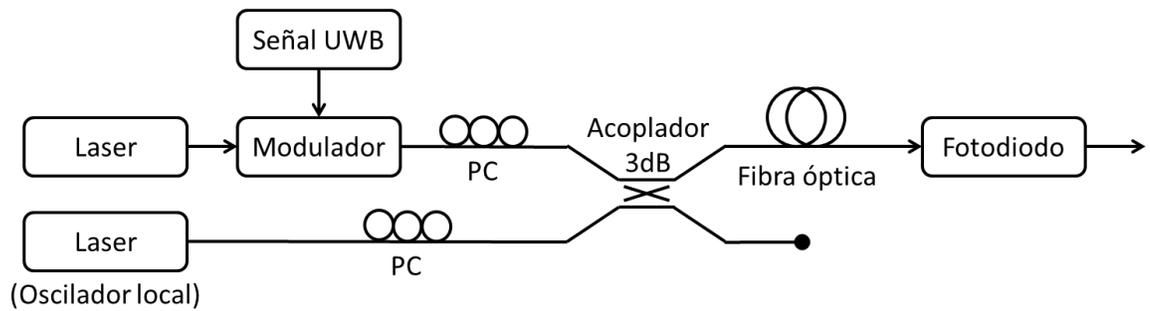


Figura 26: Configuración básica de un sistema RHD con láseres no encadenados (*Free Running*).

El método óptico más sencillo para trasladar en frecuencia una señal de UWB es la generación remota de una onda milimétrica mediante la mezcla de dos láseres no correlacionados emitiendo libremente, como se muestra en la Figura 26. La señal láser es combinada con la señal láser de un oscilador local en un acoplador óptico de 3dB lo cual produce una señal óptica de banda lateral única (OSSB). Este método puede ser utilizado para montar la señal de datos en una portadora de radio frecuencia. Mientras realiza la conversión del dominio óptico al dominio eléctrico, el fotodiodo actúa también como un mezclador y por lo tanto se vuelve en un componente clave en los sistemas de RoF basados en RHD.

IV.3.1 Señal desmodulada RHD

La idea básica de la RHD consiste en la combinación de la señal óptica de manera coherente con un campo óptico continuo antes de que este llegue al fotodetector (ver Figura 26). El campo óptico continuo puede ser generado localmente en el receptor o entregado externamente junto con la señal óptica, usualmente el campo óptico continuo (CW: *Continuous Wave*), recibe el nombre de oscilador local (LO), término acuñado en la literatura de microondas. Para clarificar el proceso de mezclado de la señal óptica recibida, definiremos a la señal óptica como:

$$E_s = \sqrt{2P_s} \cdot \text{Cos}(\omega_s t + \phi_s) \quad (27)$$

donde ω_s es la frecuencia de la portadora óptica, $\sqrt{2P_s}$ es la amplitud y ϕ_s es la fase de la portadora óptica. El campo eléctrico óptico asociado con el oscilador local está dado por una expresión similar.

$$E_{LO} = \sqrt{2P_{LO}} \cdot \text{Cos}(\omega_{LO}t + \phi_{LO}) \quad (28)$$

donde ω_{LO} es la frecuencia de la portadora óptica del LO, $\sqrt{2P_{LO}}$ es la amplitud del LO y ϕ_{LO} es la fase de la portadora óptica del LO. Por el momento utilizaremos notación escalar, asumiendo que los dos campos eléctricos están idénticamente polarizados (los desajustes de polarización se discuten en el **Apéndice B**). Dado a que un fotodetector responde a la intensidad óptica, ecuación (23), la potencia óptica incidente en el fotodetector es la suma de ambos campos eléctricos.

$$I(t) = \mathbb{R} \cdot (E_S + E_{LO})^2 \quad (29)$$

La expansión del término $(E_S + E_{LO})^2$ de la ecuación (29) nos entrega los siguientes términos

$$\begin{aligned} (E_S + E_{LO})^2 &= 2P_S \cdot \text{Cos}^2(\omega_S t + \phi_S) + 2P_{LO} \cdot \text{Cos}^2(\omega_{LO}t + \phi_{LO}) \\ &+ 4\sqrt{P_S P_{LO}} \cdot \text{Cos}(\omega_{LO}t + \phi_{LO}) \cdot \text{Cos}(\omega_S t + \phi_S) \end{aligned} \quad (30)$$

Los términos 1 y 2 de la ecuación (30) pueden simplificarse siguiendo las consideraciones aplicadas en la ecuación (24) lo que nos entrega

$$\begin{aligned} (E_S + E_{LO})^2 &= P_S + P_{LO} + 4\sqrt{P_S P_{LO}} \cdot \text{Cos}(\omega_{LO}t + \phi_{LO}) \\ &\cdot \text{Cos}(\omega_S t + \phi_S) \end{aligned} \quad (31)$$

Aplicando la identidad trigonométrica $2 \cdot \text{Cos}A \cdot \text{Cos}B = [\text{Cos}(A + B) + \text{Cos}(A - B)]$ en el término 3 de la ecuación (31) esta se reescribe como:

$$\begin{aligned} (E_S + E_{LO})^2 &= P_S + P_{LO} \\ &+ 2\sqrt{P_S P_{LO}} \{ \text{Cos}[(\omega_S + \omega_{LO})t + \phi_S + \phi_{LO}] \\ &+ \text{Cos}[(\omega_S - \omega_{LO})t + \phi_S - \phi_{LO}] \} \end{aligned} \quad (32)$$

Recordemos que el fotodiodo es un dispositivo limitado en frecuencia, por lo que las frecuencias ópticas ω_S y ω_{LO} del orden de los THz, están muy por encima del ancho de banda del fotodiodo, por lo que éste actúa como filtro eliminando dichas frecuencias. El término $\text{Cos}[(\omega_S + \omega_{LO})t + \phi_S + \phi_{LO}]$ es la suma de dos frecuencias del orden de los THz por lo que es eliminado por efecto del fotodetector. Por otro lado, el término $\text{Cos}[(\omega_S - \omega_{LO})t + \phi_S - \phi_{LO}]$ está dado por la diferencia de estas frecuencias, la cual cae dentro del

ancho de banda del fotodetector y por tanto se preserva. Si definimos $\omega_S - \omega_{LO} = \omega_C$ y en base a lo mencionado arriba, la ecuación (32) queda:

$$(E_S + E_{LO})^2 = P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_C + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (33)$$

Sustituyendo la ecuación (33) en la ecuación (29), la corriente del fotodiodo producto de la incidencia del campo eléctrico de ambos haces está dada por:

$$I(t) = \Re(P_S + P_{LO}) + 2\Re\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_C + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (34)$$

En el caso de RHD, la frecuencia del oscilador local ω_{LO} se selecciona de manera que difiera de la portadora de la señal ω_S tal que una frecuencia intermedia ω_C se encuentre en la región de ondas milimétricas ($\approx 60\text{GHz}$). Adicionalmente el oscilador local amplifica la señal recibida por un factor P_{LO} y por lo tanto mejora la relación señal a ruido (SNR: *Signal-to-Noise Ratio*) (Agrawal, 2002).

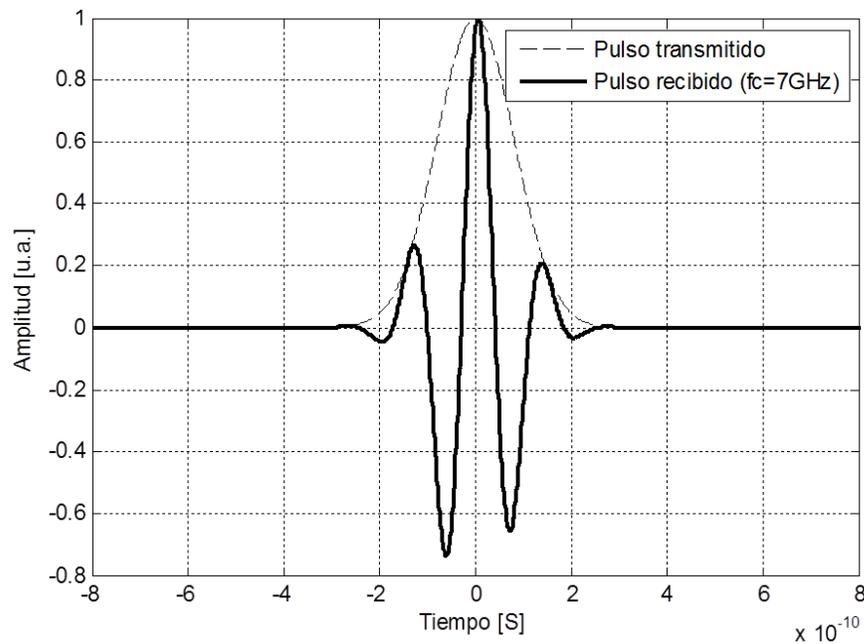


Figura 27: RHD de un pulso Gaussiano.

Un RHD mide la frecuencia de batimiento entre el láser del oscilador y el láser de la señal de manera inmediata, por lo que si los láseres tienen un ancho de línea significativo la

frecuencia de batimiento obtenida será un proceso aleatorio, lo que resulta en una desviación indeseada en la frecuencia generada.

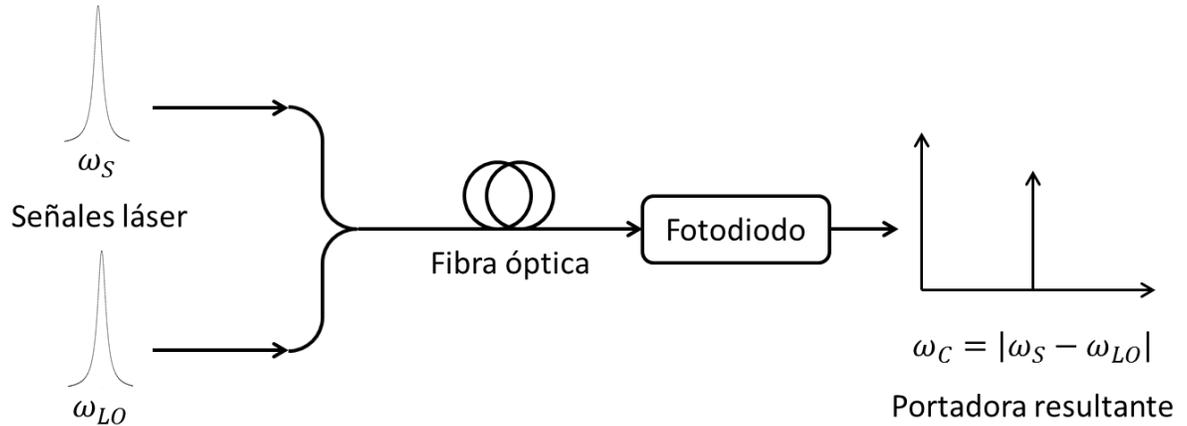


Figura 28: Generación de portadora de radio frecuencia mediante batimiento óptico.

Para el caso de dos fuentes láser no correlacionadas (*Free-Running*) la frecuencia de batimiento resultante tendrá un ancho de línea $\Delta\nu_C$ equivalente a la suma del ancho de línea de cada uno de los láseres utilizados (Gonzalez & Plettemeier, 2010). Matemáticamente

$$\Delta\nu_C = \Delta\nu_S + \Delta\nu_{LO} \quad (35)$$

Donde $\Delta\nu_S$ y $\Delta\nu_{LO}$ son los anchos de línea de la señal y del oscilador local respectivamente. Este ancho de línea de las fuentes láseres se presenta como un problema, el cual se relaciona con el término coherente, el cual es un término clave para el entendimiento real de las comunicaciones RHD, así que permitámonos considerar primeramente la definición de este término. Si la señal óptica es lo suficientemente pura, es decir, una onda sinusoidal pura en el dominio del tiempo, el espectro en frecuencia correspondiente es una línea espectral con un ancho de línea igual a cero. En los sistemas de comunicación de radio, es posible utilizar ondas eléctricas sinusoidales con una gran pureza espectral (alrededor de 1Hz de ancho espectral). El término coherente significa consistente o claro.

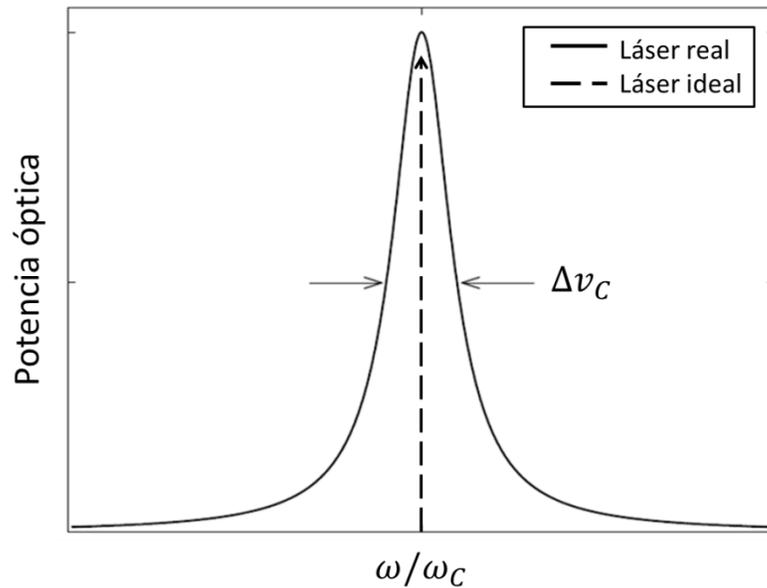


Figura 29: Comparación del ancho de línea de un láser ideal contra un láser real.

Sin embargo, actualmente los láseres comerciales de bajo costo poseen una forma de onda considerablemente ruidosa en comparación con la definición que se acaba de mostrar la cual corresponde a un ancho de línea espectral muy ancho en el dominio de la frecuencia, por lo que, las fluctuaciones de ω_C necesitan ser controladas, esto puede lograrse mediante el uso de un circuito de amarre de fase óptico (OPLL) o mediante el uso de láseres de semiconductor con ancho de línea angosto para ambas fuentes ópticas.

IV.3.2 Receptor RHD

En la etapa de recepción de los sistemas de radio sobre fibra, generalmente se emplea un fotodiodo de tipo avalancha (APD: *Avalanche Photo-Diode*), un fotodiodo PIN o un fototransistor de heterounión (Chavez, 2005). En esta sección se analiza la elección del receptor más apropiado para la detección remota heterodina en términos de relación señal a ruido (SNR: *Signal to Noise Ratio*).

Empecemos definiendo algunos de los ruidos característicos de un fotodetector. Uno de ellos es el ruido shot, el cual proviene de las variaciones temporales en el número de electrones, este ruido no puede ser removido y puede ser expresado como

$$N_S = 2eRP_S M^{2+x} B_C \quad (36)$$

En la ecuación (36), B_C es el ancho de banda del receptor coherente, x es el factor de ruido en exceso del APD, el cual está relacionado con la fluctuación del ruido en el proceso de multiplicación y M es un factor llamado factor multiplicador avalancha. Si establecemos $M = 1$ y $x = 0$ en la ecuación (36) la ecuación se vuelve válida para el diodo PIN. Otro componente de ruido es el ruido inducido por la circuitería eléctrica inherente al receptor, este ruido es llamado ruido térmico y puede ser expresado como:

$$N_C = \frac{4kTF}{R_L} \cdot B_D \quad (37)$$

Donde k es la constante de Boltzman ($= 1.38 \times 10^{-23} J/K$), T es la temperatura absoluta del receptor, R_L es la resistencia de carga del APD y F es la figura de ruido de los amplificadores eléctricos que siguen al APD.

La corriente de oscuridad es la corriente que está presente aun cuando la corriente inducida por la señal de luz no está presente y puede ser expresada como:

$$N_D = 2ei_d M^{2+x} B_D \quad (38)$$

Otro componente de ruido es el ruido de intensidad, el cual es generado por las fluctuaciones de amplitud de la señal de luz. El ruido de intensidad es usualmente expresado usando el ruido de intensidad relativa (RIN: *Relative Intensity Noise*) definido por la siguiente ecuación:

$$N_I = R_{IN} \cdot (RMP_S)^2 \cdot B_D \quad (39)$$

Donde R_{IN} denota el RIN, el cual tiene un valor de entre -160 a -150 dB/Hz para los láseres de semiconductor típicos. La potencia de la señal de batimiento en un receptor heterodino puede ser definida como:

$$S_C = 2(RM)^2 P_S P_L \quad (40)$$

Para el detector coherente, adicionalmente de los componentes de ruido que describimos, los cuales son característicos de cualquier sistema de detección óptica,

tenemos el ruido shot debido a la luz del oscilador local $N_{L,C}$ el cual es único para el receptor coherente.

$$N_{L,C} = 2eRP_L M^{2+x} B_C \quad (41)$$

Usando las ecuaciones anteriores es posible calcular el SNR en el receptor coherente como:

$$\gamma_C = \frac{S_C}{N_{L,C} + N_S + N_C + N_D + N_I} \quad (42)$$

En un receptor coherente es posible entregar una potencia del oscilador local suficientemente grande, de manera que en un caso ideal $N_{L,C}$ sea la aportación de ruido dominante, en ese caso

$$\gamma_C = \frac{RP_S}{eB_C M^x} \quad (43)$$

La ecuación (43) indica que en un sistema coherente la SNR es degradada por M^x si un fotodiodo APD es utilizado en lugar de un fotodiodo PIN. Es por esta razón que en nuestro esquema de generación de ondas milimétricas se optó por utilizar el fotodiodo PIN.

IV.3.3 Lazo de amarre de fase óptico (OPLL)

Un lazo de amarre óptico (OPLL: *Optical Phase-Locked Loop*) es un sistema retroalimentado que controla una fuente óptica de manera que la fase de la luz de esta fuente siga a la fase de la luz de una señal óptica incidente. Esto se logra comparando la fase de la señal de entrada con la señal de una fuente interna, generando una señal de error la cual es utilizada para controlar la fuente interna. La fuente interna la cual será controlada será referida como láser esclavo, mientras que la fuente de la señal incidente la cual provee referencia será llamada láser maestro.

En esta tesis se plantea el uso de un OPLL heterodino como el mostrado en la Figura 30. En este caso, el láser maestro y el láser esclavo operan a dos frecuencias ópticas distintas. Las señales de ambos láseres se mezclan en el área activa del fotodetector, produciendo una señal de batimiento a una frecuencia correspondiente a la diferencia en frecuencia de los dos láseres en las terminales del fotodetector. Un detector de fase

compara la fase de la señal de batimiento con la de un generador de offset que opera a la misma frecuencia que la señal de batimiento lo que genera una señal de error de fase a la salida del detector de fase la cual es tratada por el filtro de lazo. El láser esclavo es entonces sintonizado por esta señal de error de manera que la fase de emisión es controlada para minimizar el error.

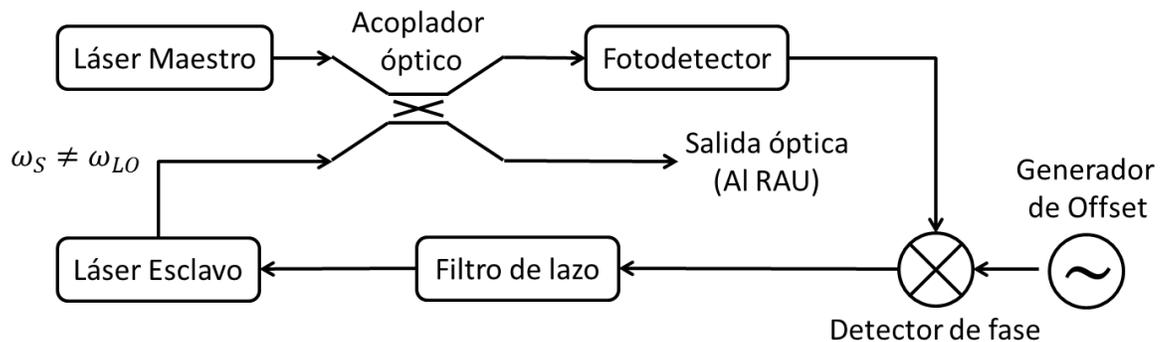


Figura 30: Diagrama a bloques de un OPLL heterodino.

En los OPLL heterodinos, la salida del láser esclavo tiende a reproducir el espectro completo del láser maestro, trasladando su frecuencia central a un nuevo punto de operación diferente del original por una frecuencia determinada por el generador de offset. El ancho de línea del láser esclavo es por lo tanto alterado por la acción del lazo para ser el mismo que el del láser maestro, bajo el supuesto que el rendimiento del filtro de lazo sea adecuado (Ramos, 1992). Esta característica se vuelve particularmente importante ya que nos permite utilizar únicamente un láser de ancho de línea angosto mientras que el ancho de línea del otro láser es reducido cuando es amarrado a esta referencia.

Parámetros Críticos

Dado que la mayor parte del espectro de ruido de fase de la señal de batimiento es usado por el lazo de control, el ancho de banda del lazo tiene que ser suficientemente ancho para cubrir el rango de frecuencias principal de este ruido. Los principales parámetros críticos en el diseño de OPLL's son.

- **Ancho de línea del láser:** es la principal fuente de ruido de fase y es originada en los láseres usados en el sistema. La forma del espectro de este ruido está dada por el ancho de línea del láser considerando una forma de onda Lorentziana como se muestra en la Figura 29.
- **Ancho de banda del lazo:** Cuando se utilizan láseres con un ancho de banda amplio, se requiere también un lazo con un ancho de banda amplio.
- **Tiempo de retardo del lazo:** El retardo de propagación del lazo limita el ancho de banda del sistema y es un factor particularmente importante cuando láseres con un ancho de línea grande y filtros de lazo con un ancho de banda igualmente grande son utilizados.

Estos factores y la relación entre ellos serán los considerados para el diseño y optimización del filtro de lazo del OPLL heterodino a implementar.

Función de transferencia

La Figura 31 muestra el lazo de amarre de un sistema OPLL heterodino. En este caso la frecuencia óptica del láser maestro y esclavo están separados por un valor de referencia ω_r .

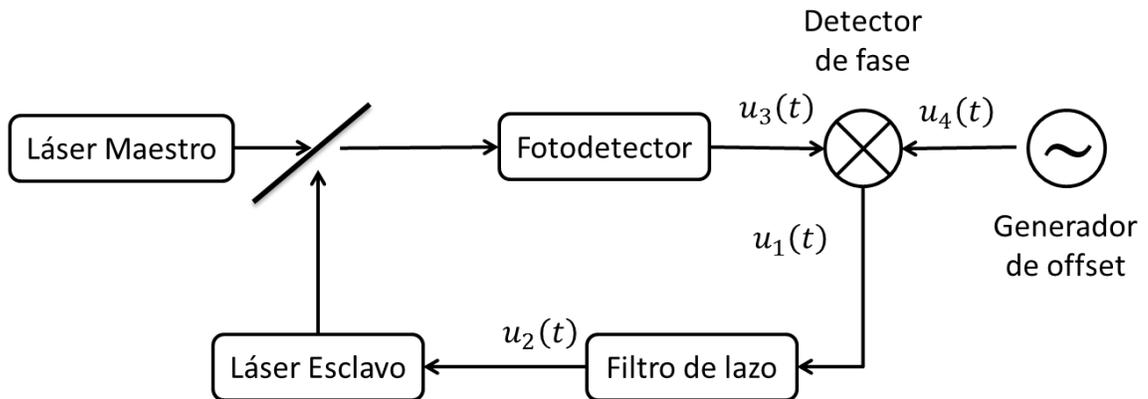


Figura 31: Lazo de amarre de fase óptico heterodino.

Como se desarrolló en la sección IV.3.1 el fotodetector produce una señal $u_3(t)$ centrada en ω_r definida matemáticamente como:

$$u_3(t) = k_p \cdot \text{Cos}[\omega_r t + \phi_m(t) - \phi_s(t)] \quad (44)$$

Donde k_p es la ganancia del detector de fase la cual tiene el mismo valor que la ganancia del fotodetector, dada por:

$$k_p = 2\mathbb{R}\sqrt{P_s P_m} \quad (45)$$

Assumiendo que el sistema está amarrado, un mezclador de microondas a manera de detector de fase nos entrega la señal de error $u_1(t)$ contra una referencia continua $u_4(t)$ de amplitud C :

$$u_4(t) = C \cdot \text{Sin}[\omega_r t + \phi_r(t)] \quad (46)$$

$$u_1(t) = k_p k_d \cdot \text{Sin}[\phi_m(t) - \phi_s(t) - \phi_r(t)] \quad (47)$$

Donde k_d es la constante del detector de fase. Si $f(t)$ es la respuesta al impulso del filtro de lazo y k_g es la ganancia de este filtro, $u_2(t)$ estará dada por la convolución de $u_1(t)$ con $f(t)$ como sigue:

$$u_2(t) = k_g [u_1(t) * f(t)] \quad (48)$$

Haciendo uso de un láser esclavo cuya frecuencia de salida es dependiente de la amplitud de la señal de entrada (Láser DFB), la fase de salida ϕ_s será:

$$\frac{d\phi_s(t)}{dt} = k_s u_2(t) \quad (49)$$

Donde k_s es la ganancia del láser esclavo. Usando la ecuación (48) y la ecuación (49)

$$\frac{d\phi_s(t)}{dt} = K \cdot \text{Sin}[\phi_m(t) - \phi_s(t) - \phi_r(t)] * f(t) \quad (50)$$

En este caso, la ganancia total K se plantea como:

$$K = k_d k_p k_g k_s \quad (51)$$

Para errores de fase pequeños (varianza del error de fase menor que $\pi/2 \text{ rad}^2$) es posible usar un modelo linealizado del detector de fase

$$\frac{d\phi_s(t)}{dt} = K \cdot [\phi_m(t) - \phi_s(t) - \phi_r(t)] * f(t) \quad (52)$$

Usando la transformada de Laplace para pasar al dominio de la frecuencia:

$$s\Phi_s(s) = K[\Phi_m(s) - \Phi_s(s) - \Phi_r(s)] \cdot F(s) \quad (53)$$

En el análisis de este capítulo se considerara únicamente las principales fuentes de ruido, ya que restringen el diseño del sistema. El ruido de intensidad es relativamente pequeño (oscila entre los -140 ~ -150 dB/Hz), por esta razón, y por el hecho de que no puede ser compensado por la acción del OPLL el ruido de intensidad no será considerado en el análisis. A partir de este punto, el ruido de fase del generador de offset de frecuencia offset no será tomado en consideración ya que este es usualmente mucho menor que el ruido de fase de ambas fuentes ópticas (el ancho de línea de un generador de offset de frecuencia que opera a unos cuantos GHz usualmente no excede los 100Hz, mientras que el ancho de línea de los láseres comerciales es del orden de las decenas de kHz a varios MHz). Con esto el error de fase $\Phi_e = \Phi_m(s) - \Phi_s(s) - \Phi_r(s)$ puede reducirse a $\Phi_e = \Phi_m(s) - \Phi_s(s)$ y la función de transferencia del OPLL heterodino queda como:

$$H(s) = \frac{\Phi_s(s)}{\Phi_m(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad (54)$$

$$1 - H(s) = \frac{s}{s + KF(s)} \quad (55)$$

Filtro de lazo

En los PLL para aplicaciones de microondas, el ancho de banda del lazo se mantiene angosto para mejorar la capacidad de seguimiento del sistema. En los lazos de primer orden, una reducción en el ancho de banda del lazo está acompañada por una reducción en la ganancia del lazo, por lo que no son ampliamente utilizados. Los lazos de segundo y tercer orden tienen una gran ganancia de DC y anchos de banda angostos por lo que mejoran las características de seguimiento por lo que son preferidos. Sin embargo, en los OPLL que hacen uso de láseres de semiconductor, lazos de gran ancho de banda son necesarios para manejar el ancho de banda del ruido de fase de los láseres debido a su ancho de línea (Gardner, 2005).

La ganancia y el ancho de banda del lazo tienen que ser adaptados de acuerdo al espectro del ruido de fase del láser. Si el ancho de banda de ruido de los láseres es grande, entonces el ancho de banda del filtro requerido también es grande. En esta tesis se utiliza

un filtro modificado de primer orden, que básicamente consiste de un amplificador con un ancho de banda dado. El láser esclavo puede no comportarse como un integrador perfecto lo que puede introducir polos inesperados a la función de transferencia del sistema por lo que la estabilidad se vuelve más difícil, lo que hace el uso de filtros de tercer orden o superiores poco atractivo (Ramos, 1992), esta razón impulso la elección de un filtro de primer orden para obtener un mejor control de la estabilidad del sistema, mejorando el control sobre el margen de fase del lazo.

El filtro modificado de primer orden contiene un filtro de lazo con la siguiente función de transferencia (Wolaver, 1991):

$$F(s) = \frac{1}{sT_1 + 1} \quad (56)$$

Donde la constante de tiempo T_1 está relacionada con la frecuencia de corte del filtro f_c por:

$$T_1 = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (57)$$

Este filtro es básicamente un amplificador con un ancho de banda finito dado por f_c y la ecuación (54) puede reescribirse como:

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} = \frac{\frac{K}{T_1}}{s^2 + \frac{s}{T_1} + \frac{K}{T_1}} \quad (58)$$

Estrictamente hablando, este tipo de filtro califica como un filtro de segundo orden, ya que el denominador es de segundo orden. Sin embargo, es referido como filtro de primer orden modificado ya que su comportamiento es similar al de un filtro de primer orden (Gardner, 2005). La frecuencia natural del sistema y el factor de amortiguamiento están dados por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \quad (59)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{1}{T_1 \omega_n} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{T_1 K}} \quad (60)$$

Varianza de fase

La varianza de fase es un parámetro estadístico que nos entrega el valor promedio del cuadrado de la desviación de una variable en relación con su valor medio. Es posible utilizar este parámetro para evaluar la calidad del amarre de fase relativa a su valor ideal (cero radianes). De (Ramos, 1992) tenemos que la varianza de fase σ^2 del espectro de la señal de batimiento puede describirse matemáticamente como:

$$\sigma^2 = \frac{\Delta\nu_c}{\pi} + \frac{e(P_m + P_s)B_n}{RP_mP_s} \quad (61)$$

Donde $\Delta\nu_c$ es la suma del ancho de banda de los láseres maestro y esclavo, e es la carga del electron, P_m, P_s son las potencias ópticas del láser maestro y esclavo respectivamente y B_n es el ancho de banda de ruido del lazo. Un buen circuito de amarre de fase requiere varianzas de error de fase del orden de los 0.01 rad^2 . De la Figura 32 se observa que la varianza de error de fase se reduce al aumentar el ancho del filtro de lazo hasta cierto valor de f_c (aproximadamente 100 MHz). En este punto la influencia del ruido de fase es superada por el ruido shot del detector. Por lo que un incremento en el ancho de banda suprime la influencia del ruido de fase del láser pero al mismo tiempo permite que una mayor cantidad de ruido shot entre al sistema.

La Figura 32 muestra un parámetro adicional, el retardo del lazo. El cual toma en consideración el retardo de propagación de la señal en el lazo de retroalimentación (Figura 33). La longitud del trayecto óptico equivalente a un retardo de 1 nS en un medio con un índice de refracción de 1.5 es de 0.2 metros. Por lo que el uso de fibra óptica restringe seriamente el desempeño del lazo cuando el ancho de línea de los láseres utilizados es del orden de MHz.

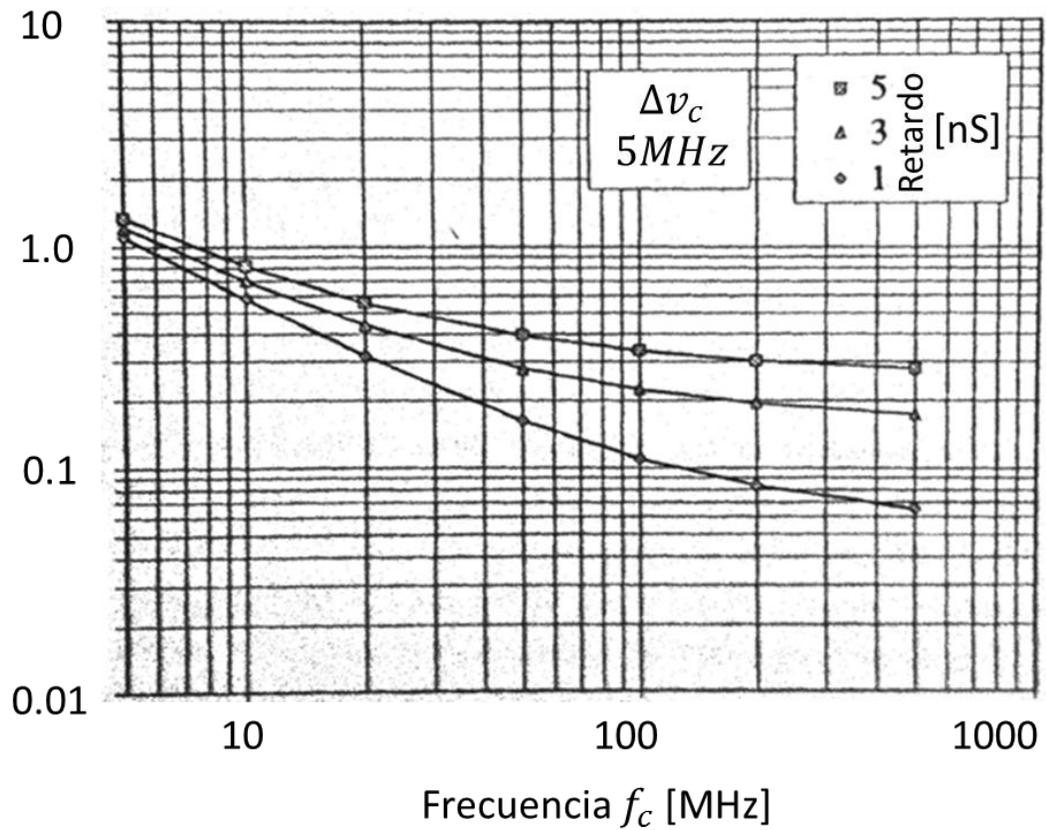


Figura 32: Varianza de error de fase para un filtro modificado de primer orden como función de la frecuencia de corte del filtro de lazo para varios valores de retraso de lazo (Ramos, 1992, p. 68).

Experimentalmente, debido a las limitaciones impuestas por el equipo de laboratorio disponible y siguiendo las consideraciones de diseño establecidas en (Ramos, 1992) es posible implementar un OPLL cuya varianza de error de fase estimada se encuentre alrededor de los 0.3rad^2 utilizando un filtro de lazo de 100MHz de ancho de banda para unos láseres cuya suma de ancho de banda sea cercana a los 5MHz.

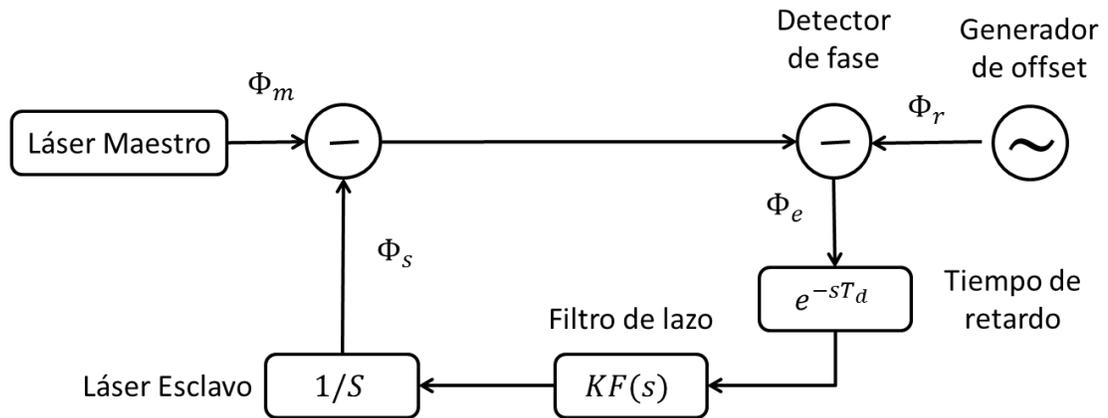


Figura 33: Diagrama a bloques de un OPLL heterodino incluyendo el tiempo de retardo del lazo.

Esta varianza es muy superior que los 0.01 rad^2 considerados como aceptables, la cual solo podría ser alcanzada con un retardo menor a 0.5 ns (10 cm de fibra óptica) lo cual no es alcanzable sin hacer uso de óptica integrada. Una varianza de fase tan grande restringe el uso del OPLL implementado en aplicaciones UWB que hace uso de esquemas de modulación de fase, en las cuales la variación de fase afecta directamente el desempeño del sistema (UWB OFMD multi banda), sin embargo es utilizable en esquemas IR-UWB con una modulación por posición de pulso o modulación bi-ortogonal las cuales son poco sensibles al ruido de fase y pueden hacer uso de la capacidad de conversión de frecuencia del circuito planteado OPLL. Por lo que se optó por el uso de estos esquemas en la implementación de esta tesis.

IV.4 Sistema UWB

Finalmente el sistema UWB implementado es la unión de los esquemas propuestos para los enlaces de subida y de bajada como se muestra Figura 34. En la cual se aplicaron las consideraciones de diseño descritas en el Capítulo II.

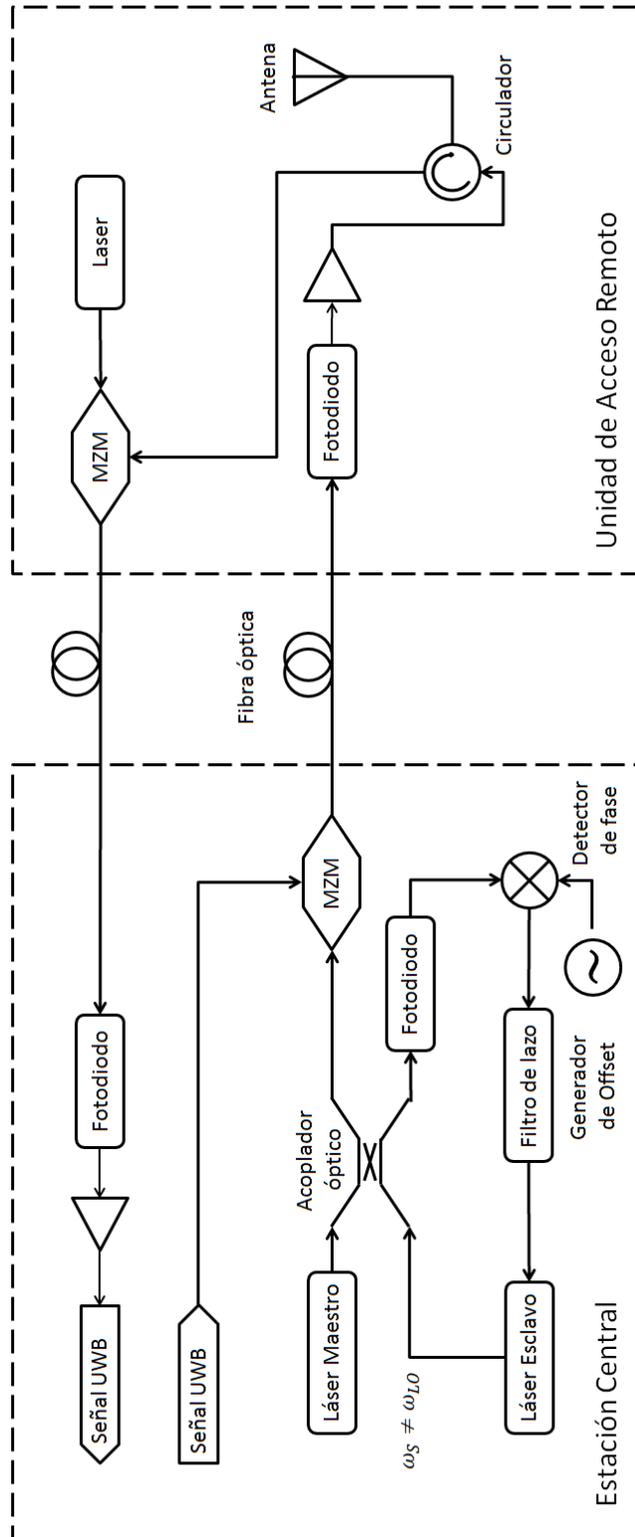


Figura 34: Sistema UWB diseñado.

El sistema de la Figura 34 se diseñó de manera que la RAU fuera lo más simple posible bajo el supuesto que la estación central posee medios ilimitados de procesamiento y potencia de transmisión. Por lo que cualquier impedimento que la señal pudiera sufrir en el enlace óptico será compensado en la estación central. Exactamente lo contrario ocurre en las unidades de acceso remoto (RAU) en las cuales la potencia de transmisión y la capacidad de procesamiento se mantienen al mínimo para reducir los costos de despliegue del sistema.

Capítulo V Implementación

V.1 Introducción

En el capítulo anterior se describió el diseño de un sistema de comunicaciones UWB, realizando análisis individual para los enlaces de subida y de bajada. La Figura 34 muestra el sistema de RoF diseñado en esta tesis. En este capítulo se muestra la caracterización experimental para cada uno de los sistemas diseñados, aprovechando la infraestructura existente en el laboratorio en conjunto con el simulador *VPI Photonics*.

V.2 Experimental

De la misma manera que en el diseño del sistema, la implementación experimental se divide en dos partes, el enlace de subida y el enlace de bajada.

V.2.1 Enlace de subida (Up-Link)

En la sección IV.2 se describió el diseño del subsistema Up-link. A continuación, haciendo uso de infraestructura del laboratorio de comunicaciones ópticas y equipo obtenido producto de la colaboración con Telecom Sub Paris, se muestra el montaje experimental implementado.

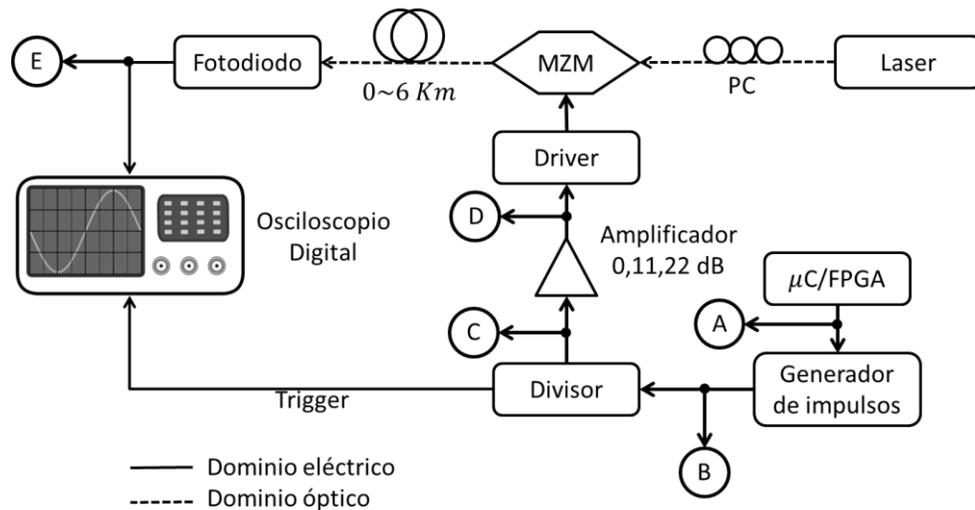


Figura 35: Montaje experimental del subsistema de Up-link.

Los resultados de las pruebas realizadas se muestran en el Capítulo VI. El montaje experimental se muestra en la Figura 35, los círculos muestran diversos puntos de medición del pulso UWB. El equipo utilizado para la implementación y medición del subsistema de enlace de subida se describe en siguiente tabla.

Tabla 3: Equipo utilizado para la implementación del subsistema de Up-link.

Modelo	Cantidad	Descripción
HP54120B/HP54121A	1	Osciloscopio digital de gran ancho de banda
N9320A	1	Analizador de espectro de RF [9 kHz-3 GHz]
Photoline MX-LN-10	1	Modulador de intensidad MZM [12 GHz]
JDS Uniphase H301	1	Driver de modulador óptico [10Gbps]
Anritsu GB5A016	1	Diodo laser [1543 nm]
Corning	1,6 km	Fibra óptica monomodo
ZX10R-14+	1	Divisor/Combinador de potencia [10 GHz]
ZJL-7G	2	Amplificador [7 GHz]
SP605	1	Tarjeta FPGA
HP6236B	2	Fuente de poder con salida triple
-	1	Emisor BPSK – Revisión 1
1544-A	1	Fotodetector con amplificador [12 GHz]
ILX Lightwave LDC-3724B	1	Controlador láser

El funcionamiento del montaje experimental se explica a continuación. El láser tipo mariposa *Anritsu GB5A016* es utilizado, el cual es polarizado haciendo uso de la fuente de corriente *ILX Lightwave LDC-3724B*, el haz láser emitido es entonces modulado por un modulador MZM Photoline modelo MX-LN-10. Los pulsos generados por el μ C/FPGA son utilizados para excitar el emisor BPSK, el cual genera un pulso Gaussiano, que es amplificado por el driver *JDS Uniphase* modelo *H301* y posteriormente alimentado a la entrada eléctrica del MZM. La señal óptica modulada es entonces transmitida mediante fibra óptica hasta el fotodetector y finalmente el pulso es capturado por un osciloscopio digital.

El láser es alimentado de manera que la potencia máxima entregada al fotodiodo sea de 0 dBm, valor máximo permisible por el fotodetector (ver Tabla 4), a una distancia de enlace de 0 km, considerando las pérdidas ópticas generadas por los elementos del subsistema.

Tabla 4: Características del fotodetector New Focus Modelo 1544-A

Característica	Valor
Rango de longitud de onda	950-1650 <i>nm</i>
Ancho de banda [3dB]	12 GHz
Frecuencia de corte inferior	10 kHz
Ganancia de transimpedancia	1000 V/A
Impedancia de salida	50 Ω
Potencia de saturación (CW)	1 mW

De la Figura 35 se observa que la trayectoria óptica del láser interviene únicamente con dos elementos, el MZM y el controlador de polarización. Las características del modulador utilizado se describen en la Tabla 5, la cual muestra una pérdida de inserción de 3.5 dB. Sin embargo en la implementación no nos fue posible obtener una pérdida menor a 5.5 dB.

Tabla 5: Características del modulador Mach-Zehnder Photline MX-LN-10.

Parámetro	Valor
Impedancia de entrada RF	50 Ω
Longitud de onda de operación	1530-1580 <i>nm</i>
Pérdidas de inserción	3.5 dB
Tasa de extinción DC	22 dB
V_{π} de los electrodos de RF	4.7 V
Ancho de banda electro-óptico	12 GHz

El controlador de polarización, tiene una pérdida de 1 dB (aprox.), este fue agregado al diseño implementado por requerimiento del modulador utilizado, el cual es sensible a la polarización del campo óptico incidente, la cual requiere a su vez ser adecuada previamente

para obtener una modulación óptima. La fuente de corriente del láser se establece de manera que la salida óptica del láser Anritsu GB5A016 sea de 6.5 dBm ($\approx 5 \text{ mW}$). La función de transferencia del láser utilizado se muestra en la Figura 36 de la cual se obtiene una corriente de alimentación de 30 mA para obtener los 6.5 dBm requeridos para compensar las pérdidas del subsistema.

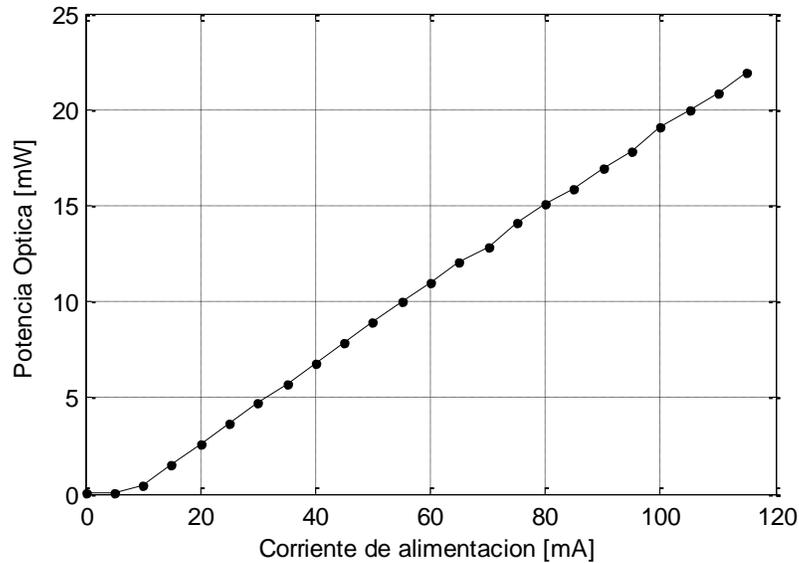


Figura 36: Función de transferencia del láser GB5A016 S/N D05731

V.2.2 Enlace de bajada (Down-Link)

En la sección IV.3 se describió el diseño del subsistema de Down-link. Las pruebas realizadas, consisten en la *up-conversion* del pulso UWB generado por el emisor BPSK utilizando el equipo disponible en el laboratorio. Estas mediciones nos dieron información sobre la densidad espectral de potencia (PSD) del pulso trasladado, voltaje pico máximo, así como la forma del pulso. Esto se obtuvo mediante el traslado en frecuencia de un tren de pulsos UWB sobre un sistema de fibra óptica que hace uso del batimiento óptico, a través de un enlace cuya longitud fue variada entre 0~6 Km. El montaje experimental se muestra en la Figura 35, los círculos muestran diversos puntos de medición del pulso UWB.

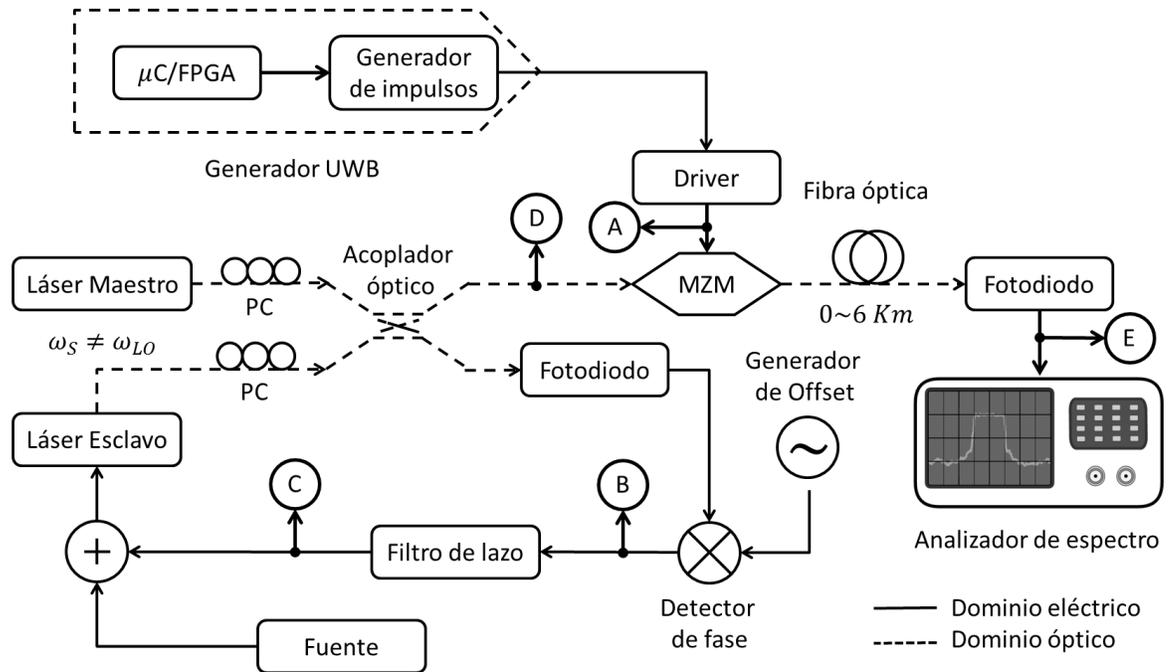


Figura 37: Montaje experimental del subsistema de Down-link.

El funcionamiento del montaje experimental se explica a continuación. El láser *GB5A016* es polarizado haciendo uso de la fuente de corriente *ILX Lightwave LDC-3724B* y se utiliza a manera de láser esclavo, de la misma manera, el láser *PS-NLL-1550-80-04* se polariza haciendo uso de la fuente de corriente adjunta, este se utiliza a manera de láser maestro.

El estado de polarización de ambos láseres es controlado de manera que ambos tengan el mismo estado de polarización a la entrada del acoplador óptico. El acoplador óptico cuenta con dos puertos de salida, cada uno de ellos con una señal que corresponde a la mitad de la suma de las potencias ópticas en los puertos de entrada (acoplador 50/50). Una de estas salidas es utilizada a manera de retroalimentación para el circuito OPLL, mientras que la otra será transmitida a la RAU. La señal utilizada a manera de retroalimentación es convertida al dominio eléctrico mediante el uso de un fotodetector local el cual nos entrega una frecuencia de batimiento, ecuación (34). Esta frecuencia de batimiento es entonces alimentada a un mezclador de RF, el cual haciendo uso de una frecuencia de offset, nos entrega la señal de error. Esta señal de error es tratada por el filtro de lazo, (sección IV.3.3)

y es finalmente alimentada al láser esclavo para minimizar el ruido de fase producto de la diferencia de la emisión óptica de los láseres maestro y esclavo. Una vez amarradas las fuentes ópticas, el otro puerto de salida del acoplador óptico es entonces modulado por el modulador Mach-Zehnder Photline MX-LN-10. Los pulsos generados por el $\mu\text{C}/\text{FPGA}$ son utilizados para excitar el emisor BPSK, el cual genera un pulso Gaussiano, que es amplificado por el driver H301 y posteriormente alimentado a la entrada eléctrica del MZM. La señal óptica modulada es entonces transmitida mediante fibra óptica hasta el fotodetector en la RAU y finalmente el pulso trasladado es capturado por el osciloscopio digital.

Tabla 6: Características del diodo láser Anritsu GB5A016 S/N D05731.

Parámetro	Valor
Longitud de onda	1543.7 nm
Corriente de umbral	8.4 mA
Corriente de operación	105.3 mA
Ancho de línea espectral	4 MHz
SMSR	51.3 dB
Ancho de banda electróptico	12 GHz

En un OPLL el láser esclavo es utilizado a manera de un oscilador controlado por corriente (CCO), ya que la longitud de onda emitida por el láser varía en función de la corriente de alimentación, como se muestra en la Figura 38, esto se debe a que un incremento en la corriente de alimentación produce un incremento de portadores en el área activa del láser, lo que afecta el coeficiente de refracción y por tanto la cavidad resonante se vuelve propicia para la amplificación de una longitud de onda ligeramente distinta. De la curva de la Figura 38 se puede obtener la ganancia del láser esclavo, definida en la sección IV.3.3, como $k_s = 1.01 \times 10^{12} \text{ Hz/A}$.

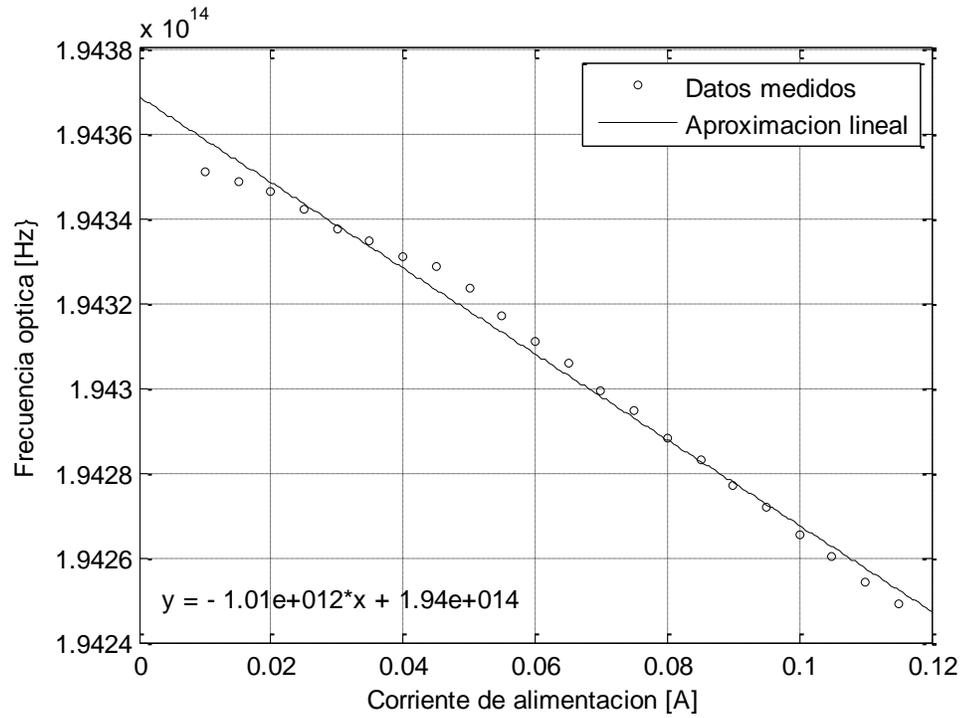


Figura 38: Curva de corriente contra frecuencia óptica del diodo laser GB5A016 S/N D05731.

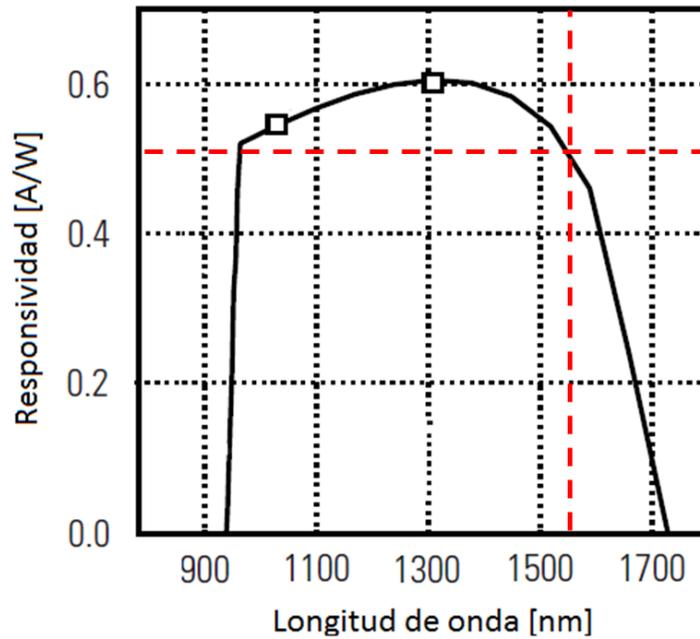


Figura 39: Gráfica de la responsividad típica del fotodetector New Focus modelo 1544-A

La ganancia del detector está definida como $k_p = 2\mathbb{R}\sqrt{P_s P_m}$ donde \mathbb{R} es la responsividad del fotodetector (definida por el fabricante). De la Figura 39 se obtiene que para una longitud de onda de 1550 nm la responsividad del fotodetector es aproximadamente 0.52 A/W. Un factor a considerar es el hecho de que el fotodetector New Focus 1544-A tiene una ganancia de transimpedancia $\mathbb{G} = 1000$ V/A por lo que la ganancia del detector se define entonces como:

$$k_p = 2\mathbb{R}\sqrt{P_s P_m} \cdot \mathbb{G} \quad (62)$$

En la Tabla 4 se observa que la potencia óptica máxima de entrada al fotodetector es de 1 mW por lo que fue necesario agregar atenuadores al circuito para obtener los niveles de potencia requeridos a la entrada el fotodetector. Estas pérdidas se muestran en la siguiente figura.

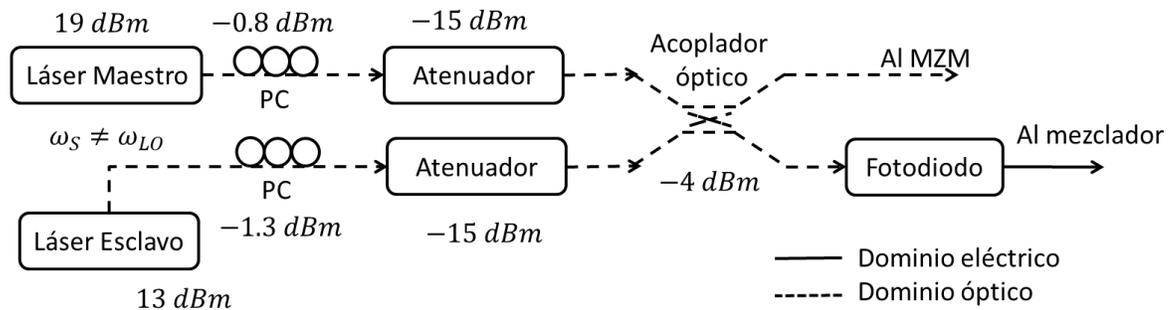


Figura 40: Pérdidas ópticas del OPLL implementado.

La potencia óptica incidente de cada uno de los láseres en el fotodetector considerando las pérdidas de la Figura 40 es de $P_s = 0.186$ mW y $P_m = 0.831$ mW cuya suma es aproximadamente igual a 1 mW. Por lo que la ganancia del fotodetector queda $k_p = 0.408$ V.

Recordemos que el objetivo del OPLL implementado es la estabilización de la frecuencia de batimiento generada por los láseres utilizados, por lo que no se realizó esfuerzo para maximizar la potencia óptica entregada por el mismo. Sin embargo esto podría alcanzarse haciendo uso de acopladores ópticos 90/10 en el sistema implementado.

La ganancia k_d es la ganancia del detector de fase. Un detector de fase ideal produce un voltaje a la terminal de salida que es proporcional a la diferencia de fase entre sus puertos de entrada. Aunque hay disponibles varios tipos de detectores de fase para operaciones a baja frecuencia, el uso de mezcladores balanceados dobles es la solución más atractiva a frecuencias del orden de los GHz. Estos dispositivos tienen respuestas sinusoidales que pueden ser consideradas lineales para errores de fase menores a un radian (Ramos, 1992).

Para la implementación del sistema, se utilizó un detector doble balanceado TeleTech modelo MC37. Este dispositivo fue seleccionado por su gran ancho de banda, alrededor de 10 GHz, entrada LO de 4~9 GHz, entrada RF de 3~10 GHz entrada IF de DC-3GHz.

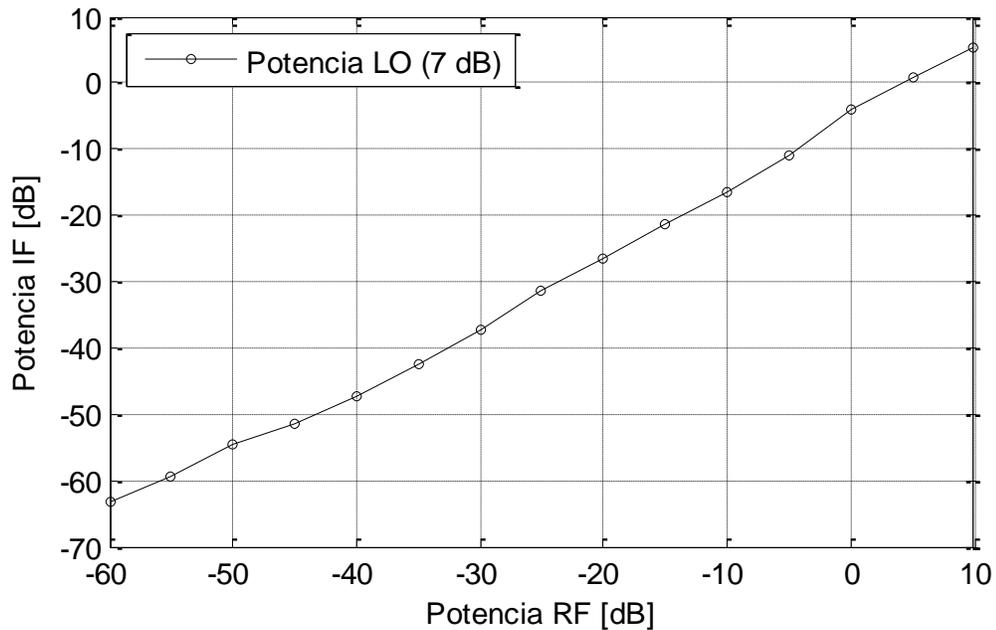


Figura 41: Niveles de potencia en los puertos del mezclador TeleTech MC37.

La Figura 41 muestra la curva de los niveles de potencia de los puertos del mezclador. Para esta medición, la potencia del puerto LO se estableció en 7dBm, nivel de potencia mínimo aceptado por el puerto, de acuerdo a datos provistos por el fabricante. Con estos datos es posible calcular la ganancia del detector de fase, calculando el voltaje máximo para cada valor de potencia IF en dBm I_{dBm} considerando una resistencia de carga de 50Ω

y considerando que el detector de fase es lineal para variaciones de fase menores a 1 rad alrededor de los $\pi/2$ rad, k_d está dada por:

$$k_d = \sqrt{2R_L 10^{\left(\frac{I_{dBm}}{10}\right)} 10^{-3}} \quad (63)$$

Considerando las potencias $P_s = 0.186 \text{ mW}$ y $P_m = 0.831 \text{ mW}$ como entradas en el fotodetector, la potencia de salida es 3.34 mW ($\approx 5 \text{ dBm}$) por lo que la ganancia del detector de fase queda $k_d = 0.3548 \text{ V/rad}$.

El filtro de lazo implementado es un filtro pasivo, el cual se muestra en la siguiente figura.

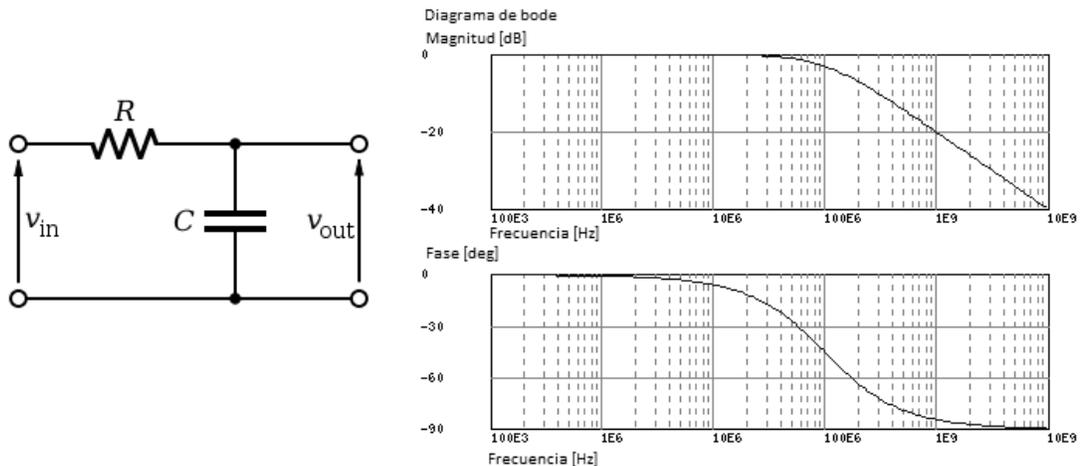


Figura 42: Filtro paso bajo de primer orden.

Cuya frecuencia de corte está dada por $f_c = 1/2\pi RC$, por lo que el capacitor y resistor utilizados quedan definidos como $R = 160\Omega$ y $C = 10pF$ con una ganancia $kg = 1$, como se muestra en la figura anterior. Durante la implementación del sistema se optó por el uso de un filtro pasivo para evitar la adición de polos indeseados en el lazo de retroalimentación producto de los amplificadores requeridos en un filtro activo. Sin embargo, el uso de un filtro pasivo simple conlleva consecuencias, ya que este no permite modificar la ganancia del filtro de lazo sin alterar la frecuencia de corte del mismo.

Debido a que el fotodetector y los componentes de RF utilizados en la implementación del OPLL operan a 50Ω fue necesario utilizar buffers a manera de acopladores de impedancias. El dispositivo seleccionado a manera de buffer fue el BUF600 de Burr-Brown, por ser un buffer a lazo abierto, su gran ancho de banda (320 MHz) y su bajo retardo de grupo (200pS). Finalmente el circuito implementado se muestra en la Figura 43.

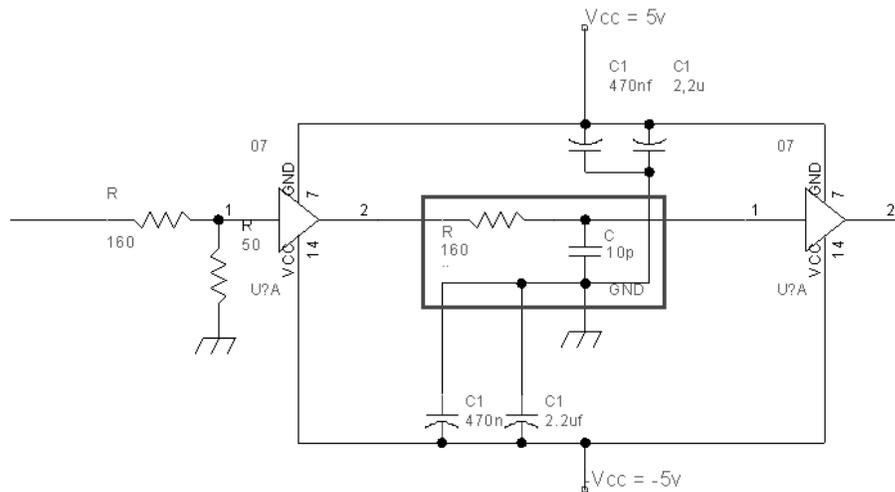


Figura 43: Filtro de lazo implementado.

De la misma manera, se diseña un amplificador diferencial para sumar la señal proveniente del filtro de lazo con la señal provista por el controlador láser *ILX Lightwave LDC-3724B*. Tanto este circuito como el anterior se implementan utilizando técnicas de montaje superficial en los elementos, para reducir los efectos negativos inherentes en la construcción de circuitos de alta frecuencia. La función de transferencia del circuito implementado está dada por la siguiente expresión matemática.

$$V_o = V_{in} \left(-\frac{R_f}{R_1} \right) + I_{in}(R_2) \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \quad (64)$$

Si consideramos que todas las resistencias del circuito son iguales la ecuación anterior puede reducirse a $V_o = -V_{in} + (2 \cdot R_2)I_{in}$

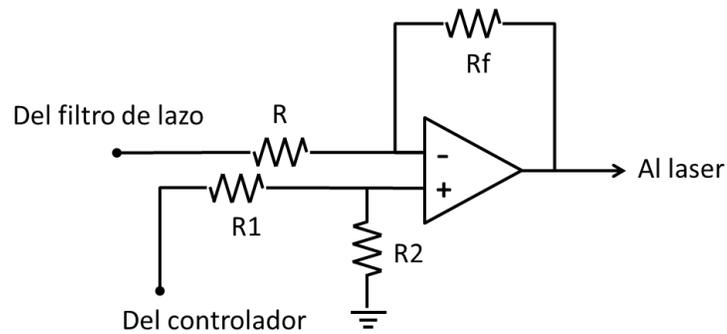


Figura 44 Amplificador diferencial.

El circuito implementado, que incluye el filtro de lazo y el amplificador diferencial se muestra en la siguiente figura:

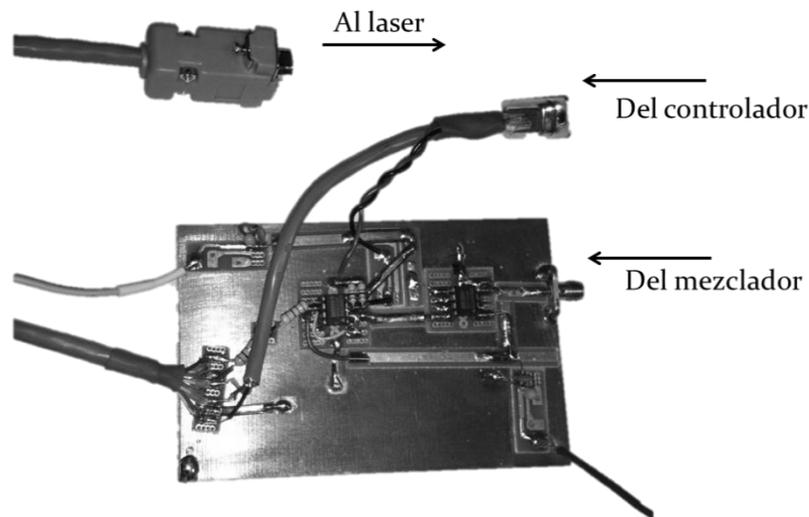


Figura 45: Circuito implementado usando técnicas de montaje superficial.

La ganancia máxima para un sistema estable utilizando un factor de amortiguamiento $\zeta = 0.707$ está dada por la ecuación (Ramos, 1992):

$$K_m = \frac{\pi}{2\sqrt{10}(T_d + T_l)} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi T_l}{2(T_d + T_l)}\right)^2} \quad (65)$$

La Figura 46 muestra una gráfica de la ecuación anterior para diferentes valores de retardo de lazo T_d en nS contra la frecuencia de corte del filtro $f_c = 1/2\pi T_l$ en GHz. De

esta gráfica se puede obtener que la ganancia de lazo máxima para asegurar la estabilidad del sistema para un retardo de 5nS es de 8.069×10^{-7} (4.384×10^{-7} para un retardo de 10 nS). Dado que la constante k_s tiene un valor muy grande es necesario atenuar la señal por un factor de 2000 para cumplir con la condición de estabilidad de ganancia de lazo.

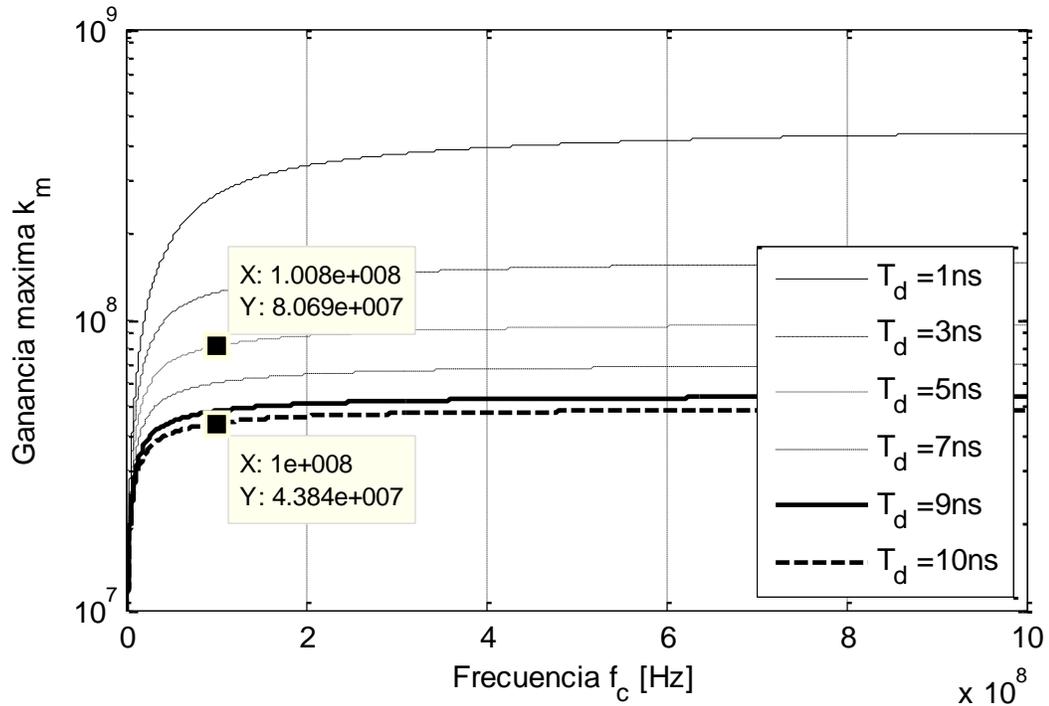


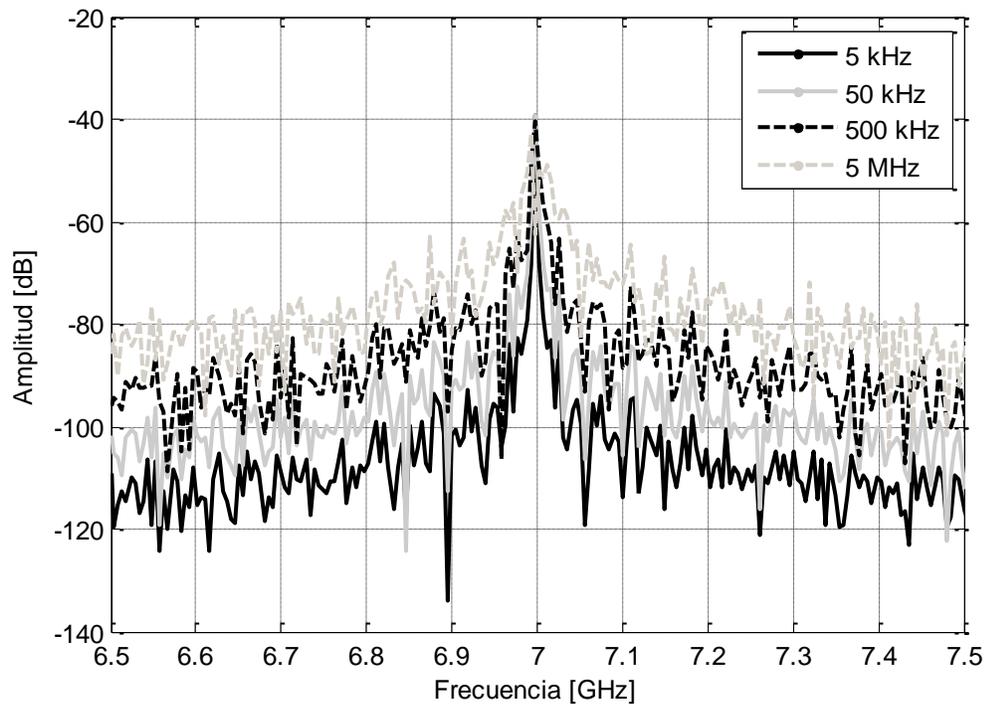
Figura 46: Ganancia de lazo máxima para diferentes valores de retardo de lazo contra frecuencia de corte.

Los cálculos mostrados en esta sección se realizaron considerando la utilización de un láser con un ancho de línea espectral angosto. Ya que al implementar un OPLL el láser esclavo tiende a reproducir el espectro del láser, por lo que el uso de un láser maestro con un ancho de línea angosto y una gran estabilidad de frecuencia mejoran considerablemente la pureza espectral de la frecuencia de batimiento resultante (Figura 47).

Tabla 7: Características del diodo láser TeraXion PS-NLL-1550-80-04.

Parámetro	Valor
Longitud de onda	1550 nm
Estabilidad de frecuencia	$< 5 \times 10^{-9}$ @100s
Potencia óptica	80 mW
Rango de sintonización de frecuencia	± 10 GHz
Ancho de línea	< 5 kHz

Las características del láser TeraXion PS-NLL-1550-80-04 se muestran en la Tabla 7.

**Figura 47: Frecuencia de batimiento resultante para láseres con diversos anchos de línea.**

No fue hasta implementar el láser PS-NLL-1550-80-04 que nos percatamos de un aspecto importante, la longitud de onda del láser PS-NLL-1550-80-04 es de 1550 nm mientras que el láser GB5A016 tiene una longitud de onda de 1543 nm.

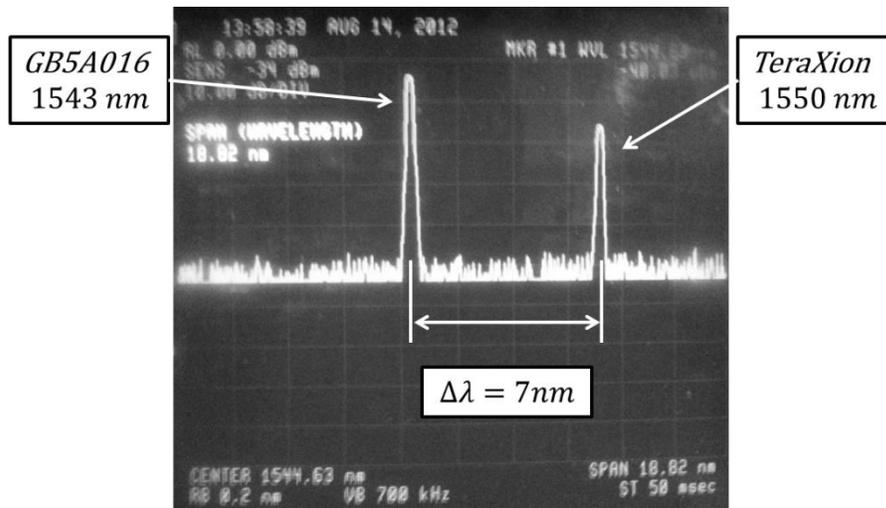


Figura 48: Diferencia de longitud de onda de los láseres utilizados.

Pese a que la longitud de onda del láser puede ser controlada variando la corriente de inyección del láser, este control de la longitud de onda de emisión es limitado, como se muestra en Figura 49, y es insuficiente para compensar la diferencia de 7 nm.

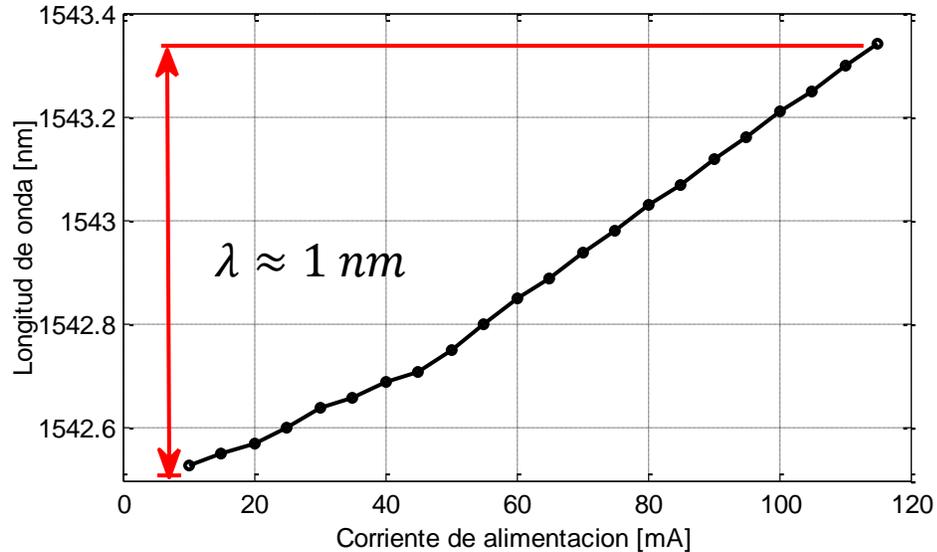


Figura 49: Curva corriente contra longitud de onda del láser
Anritsu GB5A016 S/N: D05731.

En la Tabla 8 se muestra la frecuencia de batimiento resultante de la suma de dos láseres con una longitud de onda ligeramente distinta. Puede observarse que una pequeña

variación en la longitud de onda entre dos láseres produce una frecuencia de batimiento muy grande, esto vuelve una diferencia de 7 nm inutilizable para los fines de esta tesis.

Tabla 8: Diferencia de longitud de onda de emisión de dos láseres y la frecuencia de batimiento producida

Diferencia de longitud de onda ($\Delta\lambda$)	Frecuencia de batimiento resultante (f_c)
0.008 nm	1 GHz
0.08 nm	10 GHz
0.8 nm	100 GHz

Debido a esta limitante en sintonía de longitud de onda, decidimos aprovechar la disponibilidad y gran capacidad del simulador *VPI photonics* el cual es un simulador avanzado que provee las herramientas necesarias para la simulación de sistemas ópticos cuyo uso e implementación se explica en la siguiente sección.

V.3 Simulación

Para la realización de las simulaciones se hace uso del software *VPI Photonics*, el cual nos permite implementar sistemas de comunicaciones ópticas al mismo tiempo que nos permite manejar las señales obtenidas experimentalmente, mediante una interface (cosimulación) con MatLab. Para ello es necesario entender el funcionamiento del programa. En el **Apéndice A** se describen algunas de las generalidades del programa (como son los parámetros de simulación y la estructura básica del software), mientras que en esta subsección se continua con la implementación experimental de los sistemas expuestos en los capítulos anteriores.

V.3.1 Caracterización de los elementos

La implementación experimental se vio limitada debido a que en el equipo de laboratorio no se tenían disponibles láseres con la longitud de onda y características de ancho de línea requeridas para la realización del sistema planteado. Por lo que iniciaremos la implementación de la simulación caracterizando el equipo de laboratorio utilizado en la parte experimental para posteriormente obtener los resultados planteados previamente.

Caracterización del láser Anritsu GB5A016

Primeramente empezaremos con la caracterización del diodo laser Anritsu GB5A016, cuyas características se muestran en la Tabla 6, el cual es utilizado tanto en el subsistema de subida como en el subsistema de bajada. En la Figura 50 se muestra la curva corriente de inyección contra potencia óptica del láser utilizado, de la cual, mediante una aproximación lineal, se obtiene una pendiente de eficiencia de 0.2 W/A .

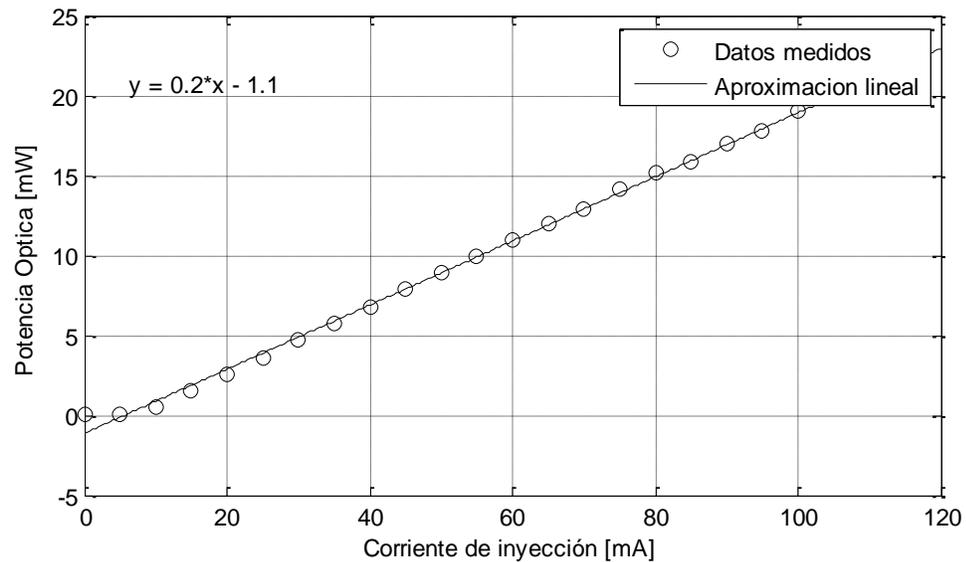


Figura 50: Aproximación lineal de la curva de corriente de inyección contra potencia óptica del láser Anritsu GB5A016 S/ND05731

De la misma manera obtenemos la curva del factor de chirp adiabático, el cual describe los cambios en la frecuencia óptica producto de la modulación del láser, la cual tiende a seguir a la forma de onda de la potencia de salida del láser (Hakki, 1992). De la Figura 51 se obtiene un chirp de $4.9 \times 10^{12} \text{ Hz/W}$.

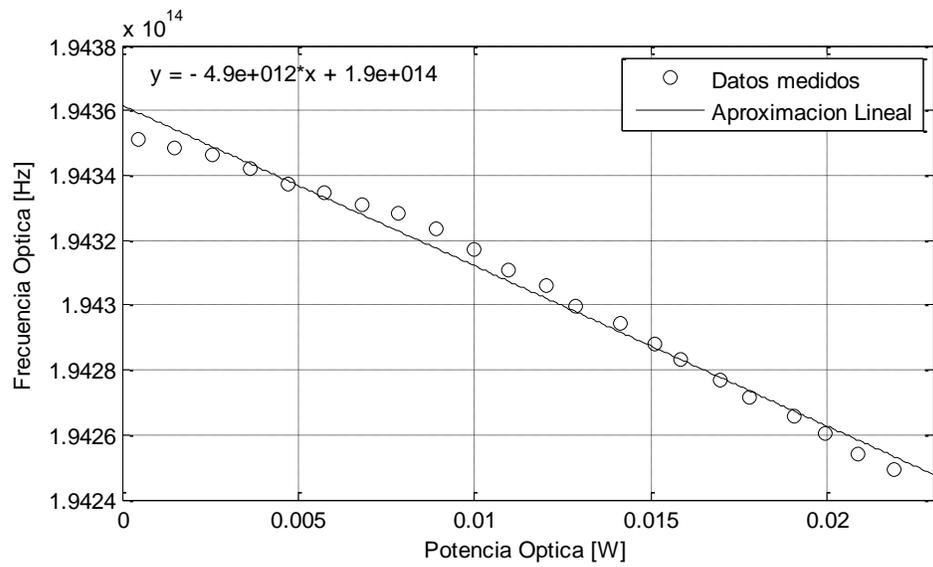


Figura 51: Aproximación lineal de la curva de potencia óptica contra frecuencia óptica del láser Anritsu GB5A016 S/ND05731

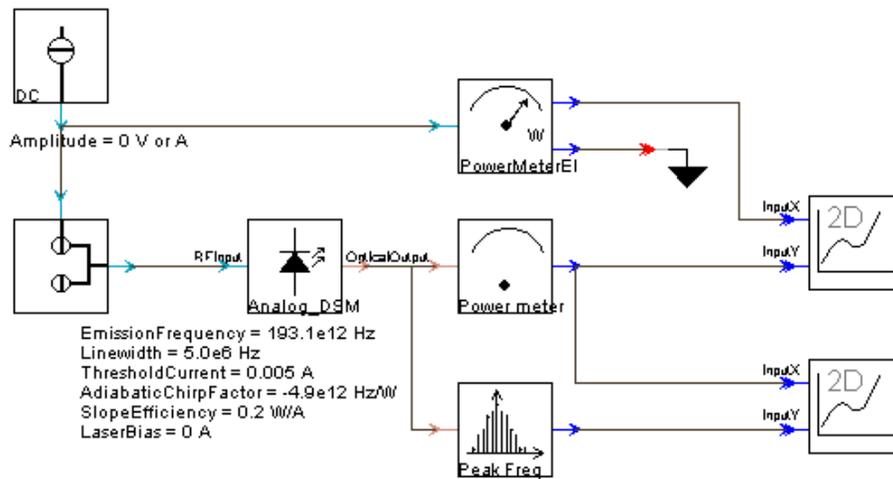


Figura 52: Esquemático implementado en la caracterización del módulo LaserAnalogDSM de VPI Photonics

Las características del láser Anritsu GB5A016 obtenidas de la Tabla 6 en conjunto con los valores obtenidos mediante las aproximaciones realizadas en la Figura 50 y la Figura 51 son implementadas en el módulo *LaserAnalogDSM* de *VPI Photonics* (Figura 54) el cual es una fuente óptica láser cuyas características pueden ser definidas haciendo uso de los

parámetros incluidos en las hojas de datos. Las mediciones del módulo se realizaron, mediante el esquemático de la Figura 52 y los resultados se muestran en la Figura 53.

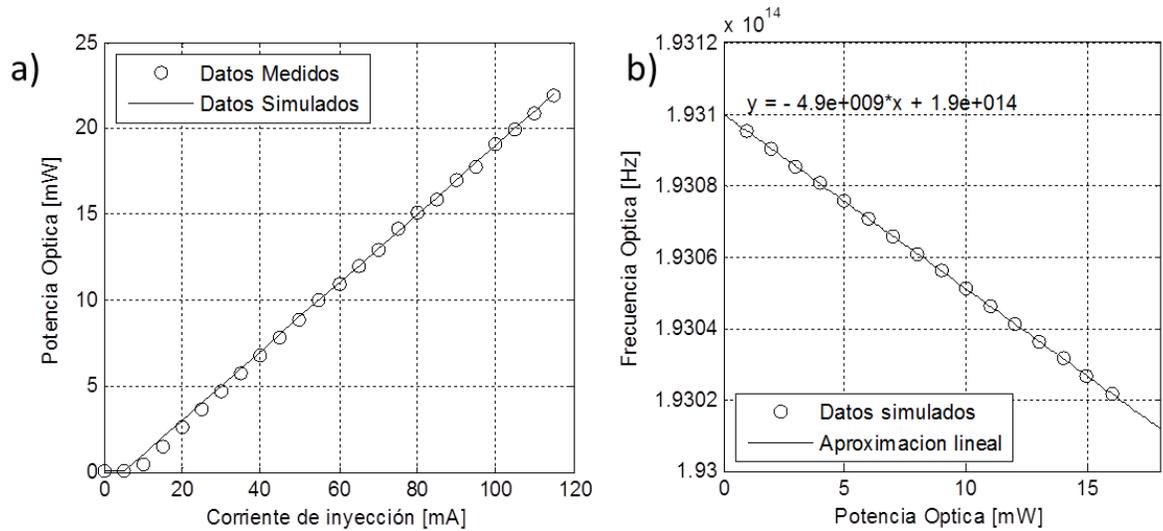


Figura 53: Módulo LaserAnalogDSM caracterizado como laser Anritsu GB5A106 S/N D05731
a) Curva potencia óptica contra corriente de inyección b) Factor de chirp adiabático.

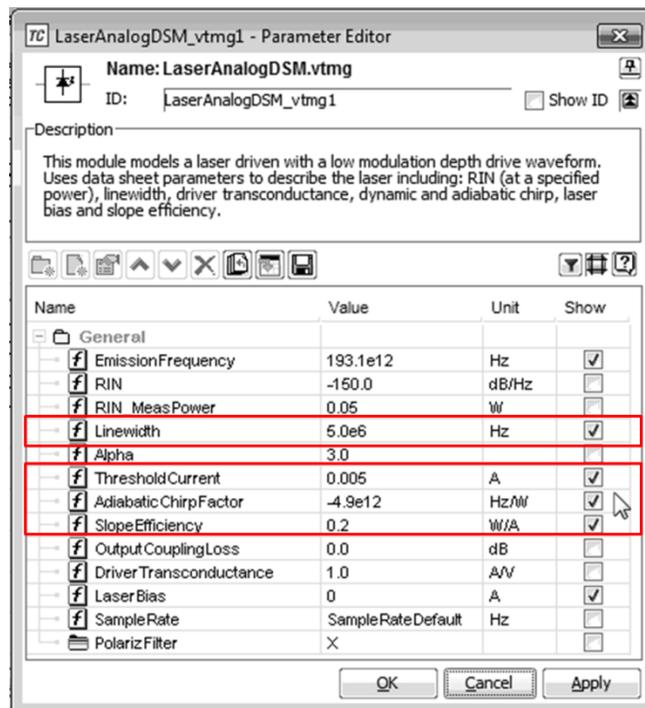


Figura 54: Caracterización del módulo LaserAnalogDSM con las características del láser Anritsu GB5A016 S/D D05731.

Caracterización del láser TeraXion PS-NLL-1550-80-04

A diferencia del láser GB5A016 utilizado, el láser PS-NLL-1550-80-04 incluye su propia fuente de corriente, así como un software de control, esta fuente es fija y su corriente no puede ser modificada por lo que no es posible obtener la curva de factor de chirp adiabático ni la curva de potencia óptica contra corriente de inyección obtenidas para el láser GB5A016 en la subsección anterior. Sin embargo el software ofrece la capacidad para controlar, de manera limitada, la longitud de onda de emisión (Figura 55), esto se logra variando la temperatura de la cavidad resonante del láser, por lo la corriente de inyección se mantiene constante al igual que la potencia óptica emitida.

Por lo anterior, y debido a que será utilizado a manera de laser maestro la caracterización del láser TeraXion se lleva a cabo únicamente ingresando los datos del fabricante a un nuevo módulo *LaserAnalogDSM* de la misma manera que en la Figura 54.

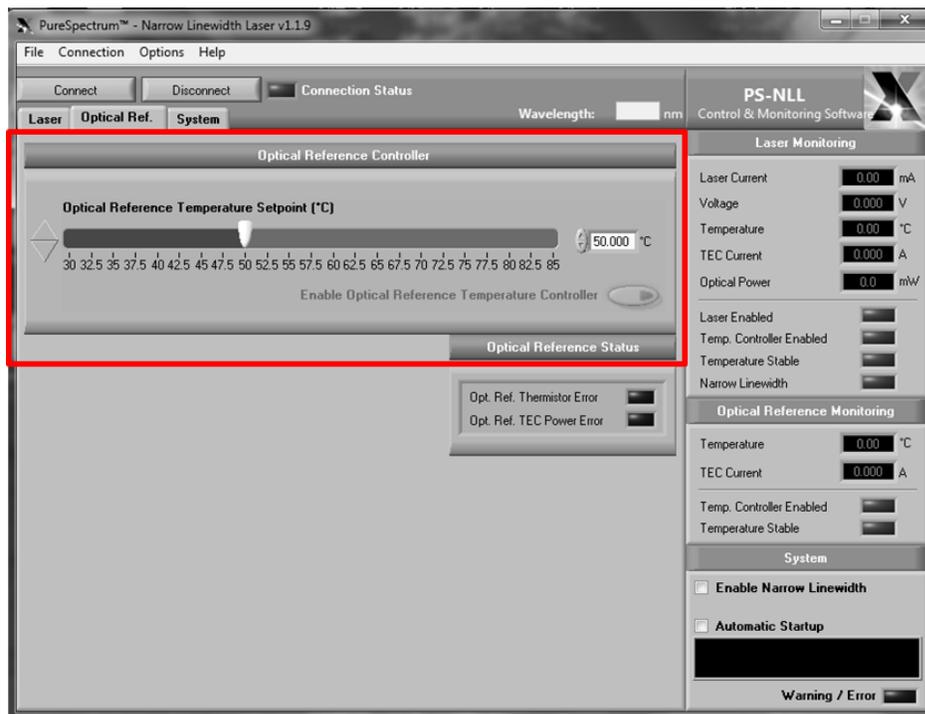


Figura 55: Software PureSpectrum-Narrow Linewidth Laser V1.1.9 usado para controlar la longitud de onda de emisión del láser PS-NLL-1550-80-04

Caracterización del MZM

De la misma forma, se procede con la caracterización del módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* utilizado a manera de modulador óptico. Las características del modulador MZM de Photline MX-LN-10 mostradas en la Tabla 5 son implementadas en el módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* de VPI Photonics (Figura 57) el cual es un MZM cuyas características pueden ser definidas haciendo uso de los parámetros incluidos en las hojas de datos comerciales. Las mediciones del módulo se realizaron mediante el uso del esquemático que se muestra en la Figura 56, mientras que los resultados obtenidos se muestran en la Figura 57.

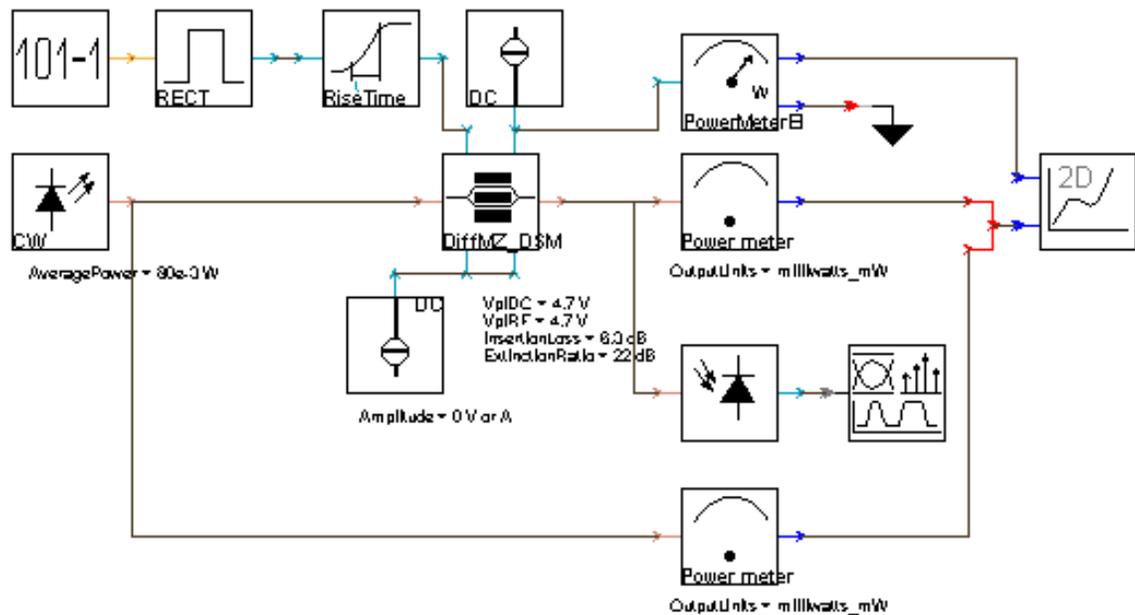


Figura 56: Esquemático implementado en la caracterización del módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* de VPI Photonics

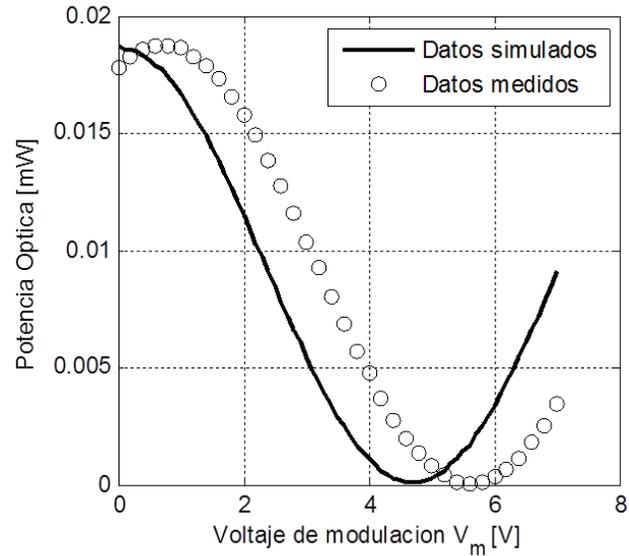
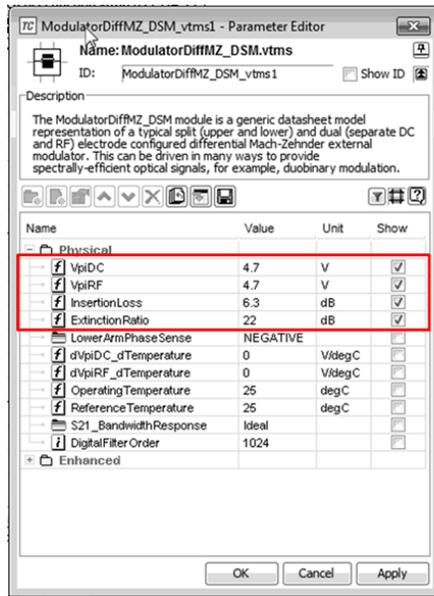


Figura 57: Módulo ModulatorDiffMZ_DSM caracterizado como MZM Photline MX-LN-10.

V.3.2 Enlace de subida (Up-Link)

A partir del montaje experimental mostrado en la Figura 35 de la sección IV.2 se realiza el siguiente esquema de simulación.

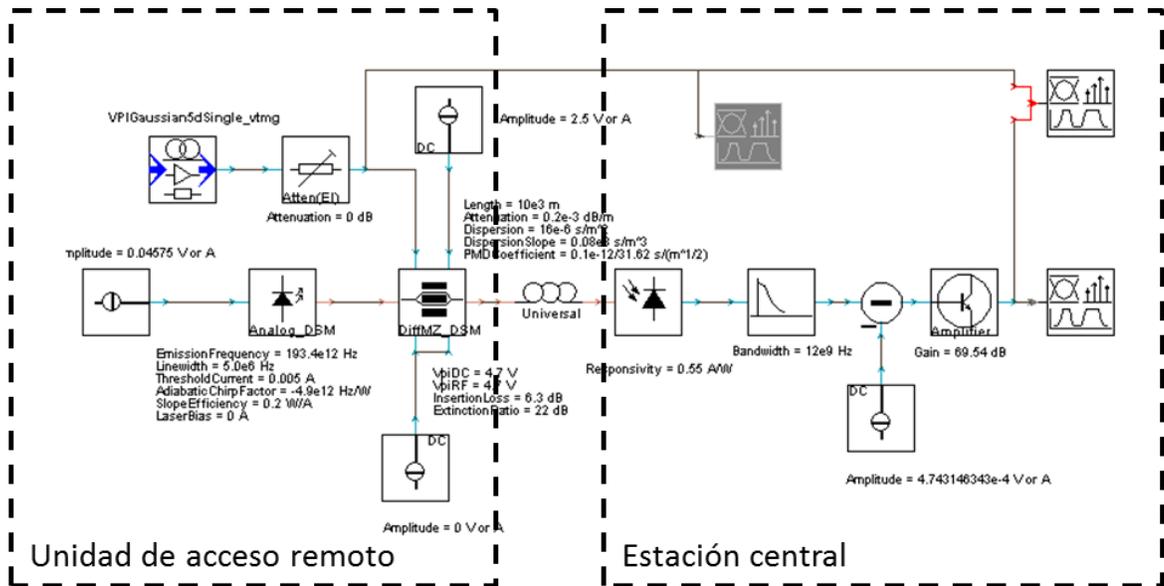


Figura 58: Esquemático del subsistema de Up-Link implementado en VPI Photonics.

En el esquemático se utiliza un módulo *LaserAnalogDSM*, a manera de diodo laser GB5A016, previamente caracterizado. El modulo laser es alimentado usando un módulo *DC_Source* el cual es un módulo de corriente/voltaje constante fijado en 45.75 mA lo que nos proporciona una potencia de salida de 9.11 dBm. El módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* se utiliza a manera del modulador Photline MX-LN-10, el cual se configura como modulador no balanceado por lo que las terminales *rfElectricalInputLower* y *biasElectricalInputLower* son conectadas a 0 V mediante el uso de un módulo de DC. La terminal *biasElectricalInputUpper* se conecta a un módulo *DC_Source* configurado a 2.5 V lo que asegura que el modulador trabaje en la región lineal de la curva mostrada en la Figura 57.

A manera de generador UWB se utiliza la constelación *VPIGaussian5dSingle.vtmg* cuya estructura interna se muestra en la **Error! Reference source not found.** El código de MatLab al que hace referencia el bloque de cosimulación se muestra a continuación.

```
% Una función de cosimulación de MatLab que crea una señal eléctrica.
% La función revisa si el número de muestras por bit es un múltiplo de 2
% y que la longitud del vector el cual es producto de TimeWindow y
% SampleRate sea también un múltiplo de dos.
% La estructura creada para la señal eléctrica ONSL DEBE crearse en
% el orden mostrado en este código. La estructura para la banda
% eléctrica muestreada también debe seguir el orden en el que
% se crea en este programa, de lo contrario la interface de simulación
% abortara el programa.
% Las señales eléctricas solo pueden contener una banda muestreada.

function output = VPIGaussian5d(SampleRate,Duration,BitRate)
    resolution=SampleRate/BitRate; % cantidad de muestras por pulso
    A=1; %Amplitud
    Tau=.1; % Parámetro de forma de pulso Tau
    Tp=.5; % Tiempo de pulso
    t=0:1/resolucion:1-1/resolucion;

    % ----- 5ta Derivada -----
    Gp5=4*A/power(Tau,4)*exp(-power((t-Tp)/Tau,2)).*(-8*power(t-
Tp,5)/(Tau^6)....
    +40*power(t-Tp,3)/(Tau^4)-30*power(t-Tp,1)/(Tau^2));
    Gp5=1/max(abs(Gp5))*Gp5; % Normaliza el pulso Gaussiano generado
    p2=Gp5;
    flag_2MZM=0; % Si 1, limita el pulso generado entre 0.2~0.4
    if flag_2MZM==1,
        min_p2=min(p2);
        p3=p2-min_p2;
```

```

        p2=p3/max(p3)*.2+.4;
    end
    % La tasa de transmisión tiene que ser una potencia de dos
    % del número de muestras por bit
    if
~isequal(ceil(log2(SampleRate/BitRate)),floor(log2(SampleRate/BitRate)))
        SR = num2str(SampleRate);
        SPB = num2str(SampleRate/BitRate);
        error(['SampleRate ' SR ' does not yield a number of samples per
bit which is a power of two, but ' SPB ' samples per bit']);
    end;

    % La tasa de muestreo multiplicada por la ventana de tiempo (número
total
% de muestras) debe generar un vector múltiplo de 2.
    if
~isequal(floor(log2(SampleRate*Duration)),ceil(log2(SampleRate*Duration)
));
        VL = num2str(SampleRate*Duration);
        error(['SampleRate times Duration must be a power of two,but the
current value is ' VL]);
    end;

    % Crea una señal eléctrica en modo de bloque
    % Establece el tipo de la señal
    y.type = 'esignal';
    % Establece las condiciones de frontera de la señal
    y.boundaries = 'Periodic';
    % Establece el tiempo de espaciamento del "grid"
    y.dt = 1/SampleRate;
    % Establece la frecuencia de espaciamento del "grid"
    y.df = 1/Duration;
    % Establece el tiempo de inicio
    y.t0 = 0;
    % Establece la duración de la señal en unidades de "grid"
    % (=Duration/time grid spacing)
    y.T = 1/(y.dt * y.df);
    % Crea la estructura de ancho de banda en unidades de "grid"
    y.fs = round(SampleRate/y.df);

    numberOfBits = BitRate/y.df; % =Duration*BitRate
    samplesPerBit = SampleRate / BitRate;

    % Establece el tipo de la señal (Señal Eléctrica)
    y.bands.type = 'eband';
    % Establece el ancho de banda de la banda muestreada
    y.bands.fs = round(SampleRate/y.df);
    % Crea el vector que se utilizara a manera de señal eléctrica
    y.bands.E(1:y.T) = 0;

    % Coloca el pulso Gaussiano generado al centro del vector generado
    for x = 1 : samplesPerBit
        y.bands.E(ceil(numberOfBits/2)*samplesPerBit + x-
ceil(samplesPerBit/2)) = p2(x);
    end;

```

```

end

output=y;
end

```

Este módulo se conecta a la terminal *rfElectricalInputUpper* del módulo *ModulatorDiffMZ_DSM*. En el esquemático de la Figura 58 entre estos dos módulos se agrega uno adicional cuya función es adecuar la señal generada por el módulo *VPIGaussian5dSingle.vtmg* para reducir la distorsión que el modulador pudiera introducir.

La salida del módulo del MZM se conecta a un módulo de fibra óptica universal cuya longitud se varía para observar el efecto inducido en el pulso generado por la fibra óptica. La señal transmitida es foto-detectada por un módulo *Photodiode* al cual se le agrega un filtro paso bajo de 12 GHz y un amplificador de 60 dB para emular las características del fotodiodo utilizado en la realización experimental. Finalmente haciendo uso del módulo *SignalAnalyzer* se compara el pulso transmitido con el pulso recibido.

V.3.3 Enlace de bajada (Down-Link)

Siguiendo la pauta de la sección anterior, nos proponemos la realización del esquema de simulación a partir del montaje experimental mostrado en la Figura 37 de la sección IV.3 el cual se muestra en la siguiente figura.

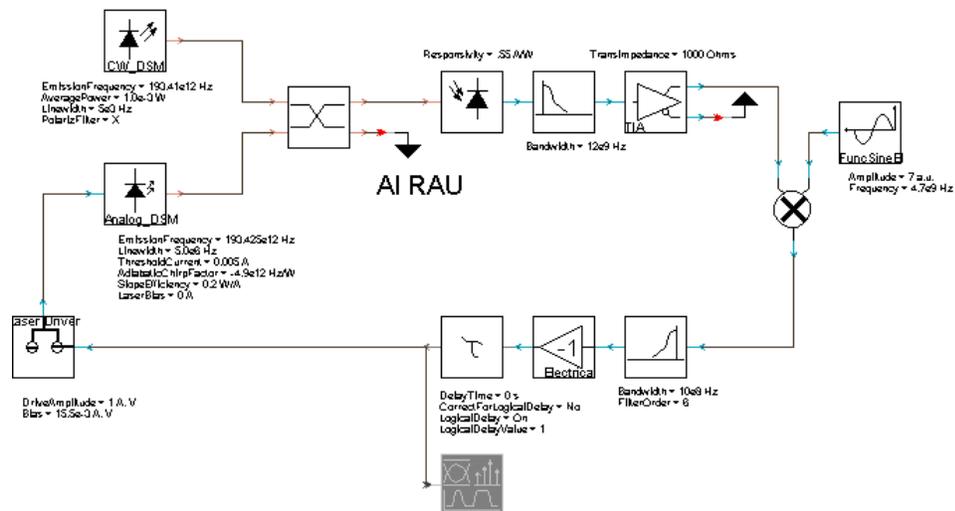


Figura 59: Primer esquemático del subsistema de Up-Link implementado en VPI Photonics.

En el esquemático se utiliza un módulo *X_Coupler* para combinar las señales ópticas. Los módulos láser utilizados corresponden a los caracterizados en la sección V.3.1. La salida del módulo *X_Coupler* se conecta al módulo *Photodiode*, al cual se le agrega el filtro paso bajo y el amplificador descritos en la subsección anterior. El circuito muestra un módulo *FuncSineEl* el cual es utilizado como frecuencia de offset. La salida del fotodiodo y la señal generada por el generador de frecuencia de offset se ingresan al módulo *Multiply_El*, el cual funge a manera de mezclador de radio frecuencia.

La salida del módulo *Multiply_El* alimenta al filtro de lazo, el cual está compuesto por un filtro paso bajo de 100 MHz, un amplificador inversor y un módulo *DelaySignal*. El retardo (*delay*) es una propiedad del enlace que conecta dos módulos, cuando partículas ópticas o eléctricas de VPI pasa por el enlace, un retardo en el enlace creara una señal “vacía”. Cualquier lazo de retroalimentación implementado en VPI debe tener un retardo o el cálculo del lazo no podrá llevarse a cabo. Por último la señal de error, previamente tratada por el filtro de lazo, es alimentada al módulo *LaserDriver* utilizado para proporcionar la corriente de inyección al láser esclavo de manera que se reduzca el error de fase entre ambos láseres utilizados.

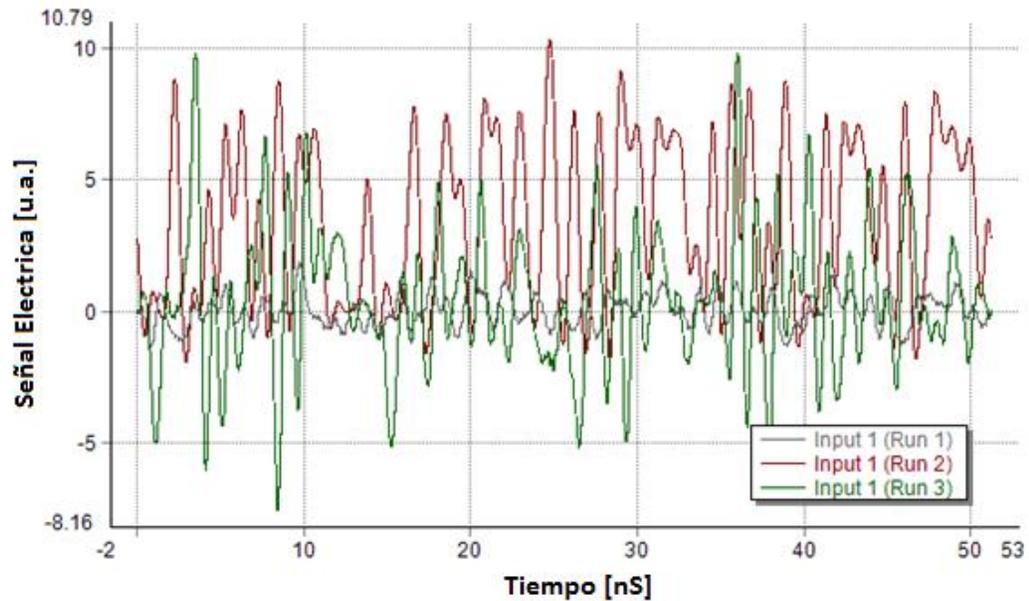


Figura 60: Error de fase del primer esquemático de Up-Link implementado en VPI Photonics.

El error de fase es medido con el módulo *SignalAnalyzer* (resaltado de color gris en la Figura 59). Para que el retardo en el lazo de retroalimentación opere correctamente es necesario correr el esquema de simulación más de una vez, de lo contrario el esquemático envía un mensaje de error que detiene la simulación. El módulo de retardo retiene la señal durante un periodo de ventana (*TimeWindow*) por lo que el retardo del lazo se define enteramente por este parámetro y no puede especificarse de manera externa.

En la figura anterior se muestra el error de fase del primer esquema de Up-Link implementado, puede observarse que conforme la simulación se ejecuta el error de fase no se reduce, contrario a lo esperado durante el diseño del circuito de amarre de fase óptico (OPLL). Análisis posteriores mostraron que la variación del parámetro de *TimeWindow* tiene un efecto adverso en la curva de chirp del láser (Figura 53.b) cuando este opera mediante modulación externa.

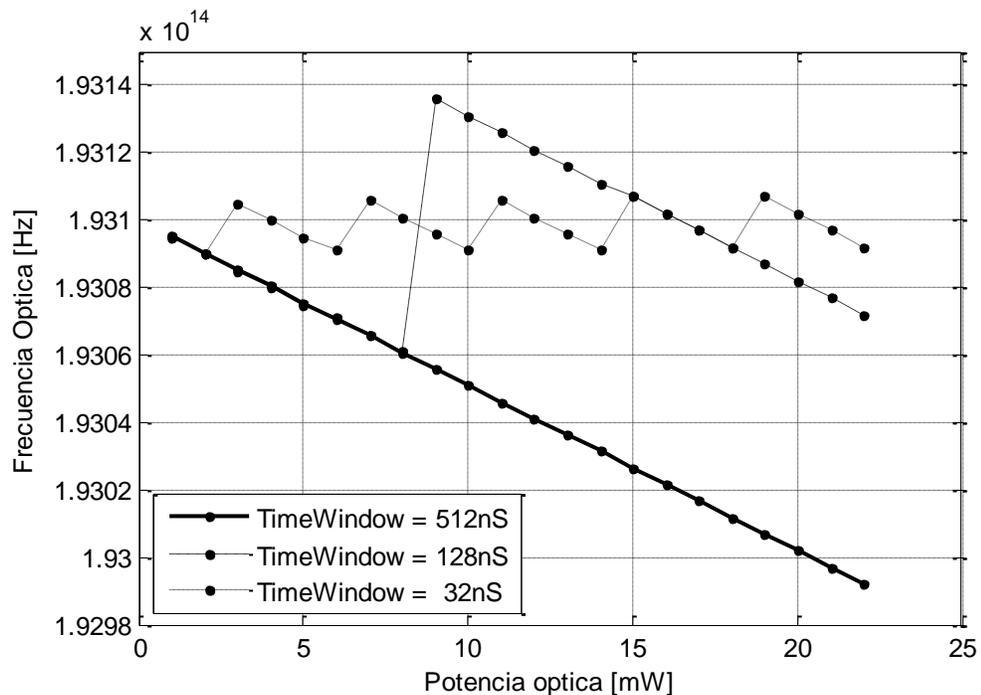


Figura 61: Efecto de la variación del parámetro *TimeWindow* en la curva de chirp adiabático del módulo láser implementado

La figura anterior muestra el efecto de las variaciones del parámetro global *TimeWindow* en la curva frecuencia óptica contra potencia óptica del módulo laser

caracterizado con los parámetros del láser GB5A016. La señal de error tiene como objetivo modular al laser esclavo de manera que se reduzca el error de fase entre los láseres utilizados, para esto se requiere que la respuesta del láser sea proporcional a la señal de error inyectada. Las curvas de la Figura 61 son periódicas para valores de *TimeWindow* pequeños, por lo que la respuesta del láser a la señal de error pierde proporcionalidad, a manera de ejemplo, podemos decir que una señal de error de 4 mV causaría el mismo cambio en frecuencia que una de 14 mV, debido a la periodicidad de la señal, cuando se espera que la segunda cause un efecto mayor.

De la Figura 61, también se observa que estas irregularidades se corrigen para valores elevados del parámetro de *TimeWindow*, sin embargo, el retardo del lazo está directamente relacionado con este parámetro. Un retardo elevado implica que la señal de error tarda tanto en ser aplicada, que para el momento que es inyectada en el láser esclavo, las condiciones entre el láser maestro y el láser esclavo son distintas a las que generaron esa señal de error, y por lo tanto nunca se reduce el error de fase entre ambos láseres.

Para corregir este impedimento se optó por implementar un esquema de amarre de fase distinto, en el cual la señal de error se aplica al laser esclavo mediante el uso de un modulador externo, como se muestra en la Figura 62.

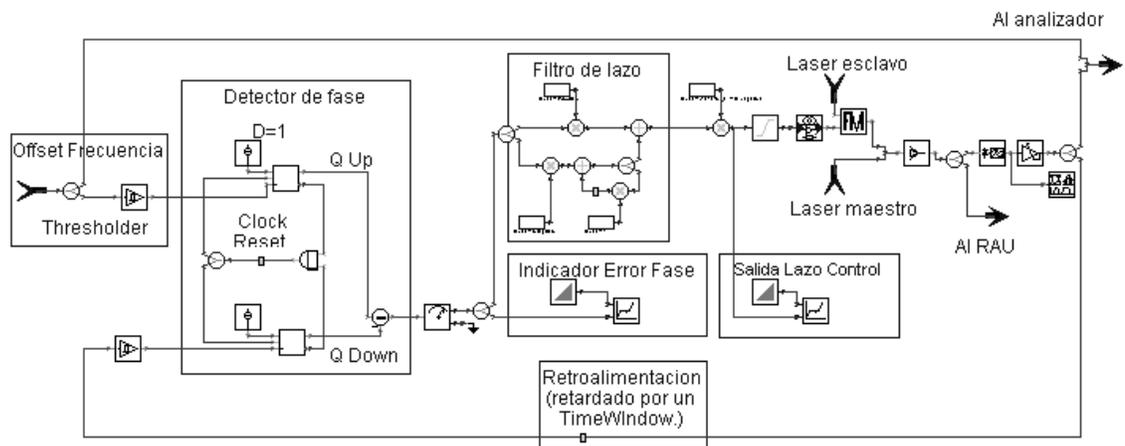


Figura 62: Esquemático de amarre de fase óptica implementado

A continuación se explicara brevemente el funcionamiento del circuito digitalizado de amarre de fase. El primer paso es la digitalización de las señales de frecuencia de offset y la frecuencia de batimiento óptico mediante el uso de limitadores los cuales si la señal es positiva su salida es 1 y 0 para señales negativas.

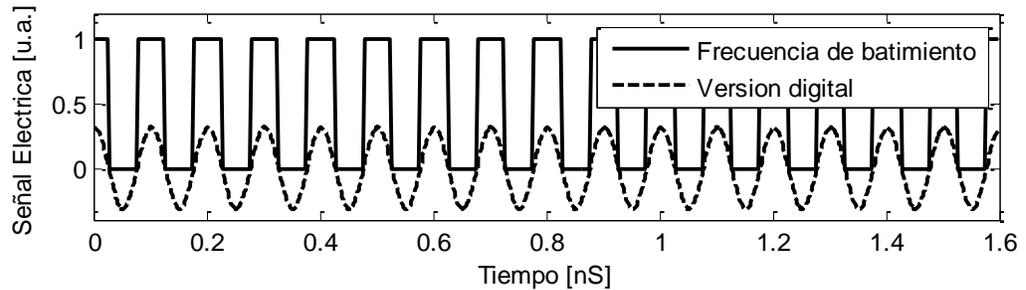


Figura 63: Digitalización de la frecuencia de batimiento óptico del esquemático OPLL.

El corazón del esquema radica en el detector de fase, es ahí donde la frecuencia de referencia Offset es comparada con la señal retroalimentada de la frecuencia de batimiento, la señal de error resultante es inyectada al filtro de lazo y posteriormente al laser esclavo. En este OPLL digitalizado el detector de fase es un elemento lógico, un Flip-Flop tipo D en el esquema implementado. Es detector de fase implementado consta de dos Flip-Flop tipo D. Una salida Q Up habilita una corriente positiva mientras que Q Down una negativa. Considerando que los Flip-Flop utilizados son de flanco positivo, los estados son los siguientes:

- **11** – Cuando ambas salidas están en 1, ambas salidas se restan y se eliminan entre sí, por lo que la salida es 0.
- **00** – Cuando ambas salidas están en 0, se habilita el reset y lleva las salidas nuevamente al estado 11.
- **10** – Q Up esta encendido y Q Down está apagado y la salida es +1.
- **01** - Q Down esta encendido y Q Up está apagado y la salida es – 1.

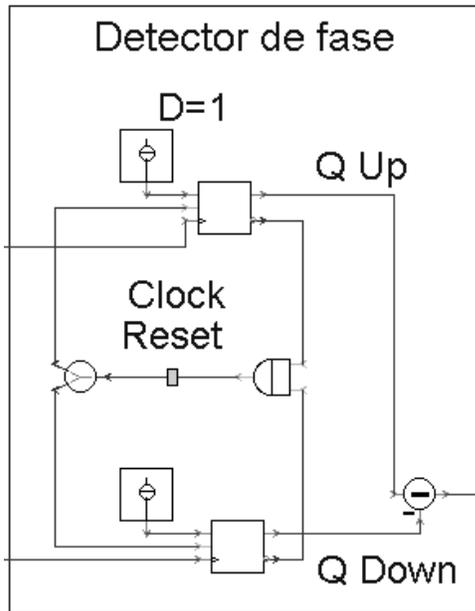


Figura 64: Detector de fase implementado usando Flip-Flop's tipo D.

Consideremos como el circuito se comporta cuando el sistema está fuera de amarre y la frecuencia de referencia Offset es mucho más grande que la frecuencia de batimiento generada, como se muestra en la siguiente figura.

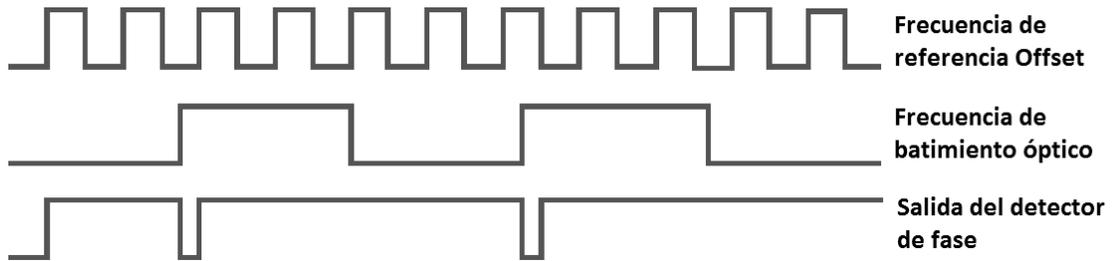


Figura 65: Formas de onda del detector de fase fuera de amarre.

Como la frecuencia de generador de frecuencia Offset que ingresa a Q Up es mucho mayor que la frecuencia de batimiento óptica que ingresa a Q Down. La salida pasa la mayor parte del tiempo en 1. El primer flanco que entra a Q Up envía la salida a 1 y esto se mantiene hasta que el primer flanco positivo ingresa a Q Down. Esto significa que la entrada del Laser esclavo se incrementa lo que resulta en un incremento en la frecuencia de batimiento y un incremento en frecuencia en Q Down. Esto es exactamente lo que se desea.

Si la frecuencia de referencia Offset fuera menor que la frecuencia de batimiento óptica ocurriría el efecto contrario. La salida pasaría la mayor parte del tiempo en -1 lo que llevaría al laser esclavo a reducir la frecuencia de batimiento llevándola más cerca a la frecuencia de Offset, aproximándose a la condición de amarre.

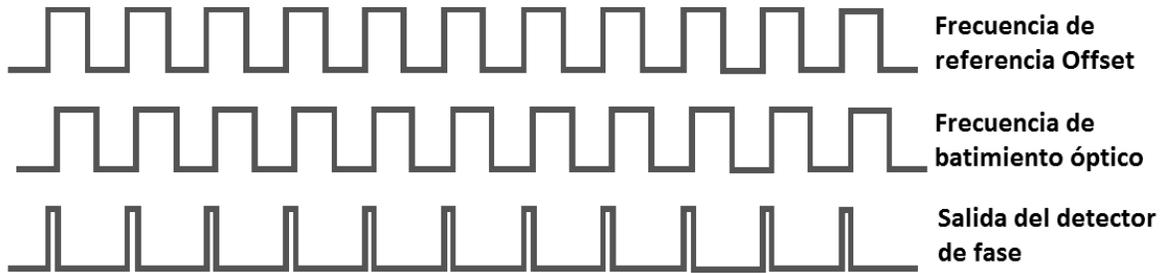


Figura 66: Formas de onda del detector de fase cerca de la condición de amarre.

La figura anterior muestra las formas de onda cuando las entradas están en amarre de frecuencia y cerca de amarre de fase. Como la frecuencia de referencia Offset está ligeramente delante de la frecuencia de batimiento óptico, la salida produce una serie de pulsos positivos. Estos pulsos tienden a conducir al laser esclavo de manera que la señal Q Down se alinee en fase con la señal Q Up. Cuando esto ocurra la salida se vuelve cero y se cumple la condición de amarre de fase.

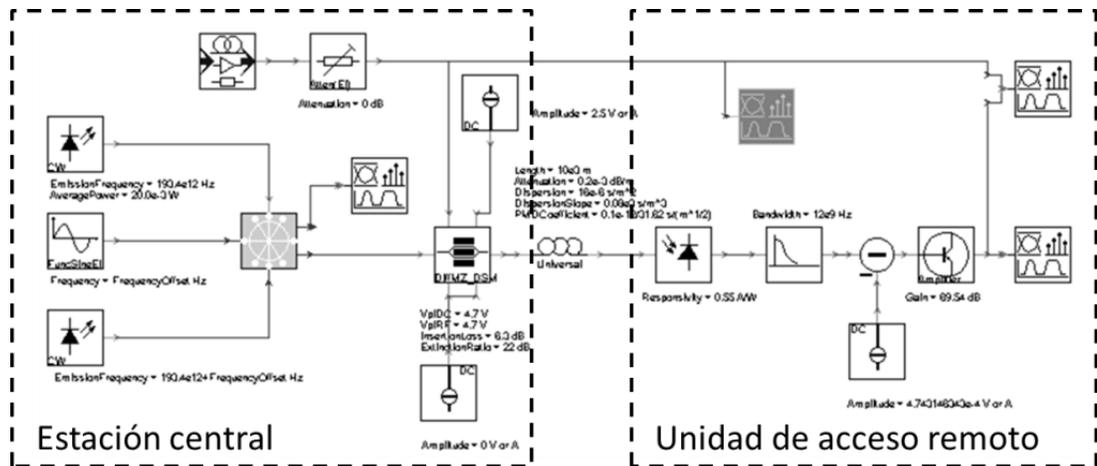


Figura 67: Esquemático del subsistema de Down-Link implementado en VPI Photonics.

Finalmente el esquemático para el subsistema Down-Link es como se muestra en la figura anterior. Los módulos laser utilizados corresponden a los caracterizados en la sección V.3.1, estos alimentan, en conjunto con un módulo *FuncSineEl* al módulo *OPLL_Galaxy*, explicado anteriormente. A la salida de este módulo se obtienen las señales ópticas de ambos lasers amarradas en fase. Estas son alimentadas al módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* (modulador Photline MX-LN-10).

A manera de generador UWB se utiliza la galaxia *VPIGaussianSingle.vtmg* cuya estructura interna se muestra en la **Error! Reference source not found.** El código de MatLab al que hace referencia el bloque es similar al de la galaxia *VPIGaussian5dSingle.vtmg* excepto que en lugar de generar la quinta derivada gaussiana genera únicamente un pulso gaussiano simple con el siguiente código.

```
% ----- Pulso Gaussiano -----
Gpb=-((t-exp(.5))/Tau).*exp(-(power((t-Tp)/Tau, 2)/2));
Gpb=1/max(abs(Gpb))*Gpb; % Normaliza el pulso Gaussiano generado
p2=Gpb;
```

El módulo *VPIGaussianSingle.vtmg* se conecta a la terminal *rfElectricalInputUpper* del módulo *ModulatorDiffMZ_DSM*. La salida del módulo MZM se conecta a un módulo de fibra óptica universal cuya longitud se varía para observar su efecto en el pulso generado. La salida del módulo de fibra se conecta al módulo *Photodiode*, al cual se le agrega el filtro paso bajo y el amplificador descritos anteriormente. Finalmente haciendo uso del módulo *SignalAnalyzer* se compara el pulso transmitido con el pulso recibido.

Capítulo VI Resultados

VI.1 Introducción

En el Capítulo IV se describió, de manera detallada, el diseño de un sistema de comunicación UWB, el cual por motivos de implementación se dividió en dos subsistemas: Subsistema Up-link y Subsistema de Down-Link, cuya implementación se describe en el Capítulo V.

En este capítulo se muestran las pruebas experimentales y/o simulaciones de cada uno de los subsistemas diseñados. En la sección VI.2 se muestran los resultados obtenidos para el enlace de subida. De la misma manera la sección VI.3 muestra los resultados obtenidos para el enlace de bajada.

VI.2 Enlace de subida (Up-Link)

Para el enlace de subida (Up-Link) se obtuvieron resultados experimentales utilizando el esquema propuesto. El sistema fue diseñado para la transmisión de un pulso UWB Gaussiano de 5to orden, sin embargo debido a la complejidad del circuito generador de un pulso de dichas características, en la parte experimental, se hace uso de un generador de pulsos UWB Gaussianos, para posteriormente utilizando el software VPI Photonics, transmitir una señal UWB que cumpla con las restricciones establecidas por la FCC.

VI.2.1 Implementación experimental

Las pruebas realizadas, consisten en la caracterización de un pulso UWB generado mediante un transmisor BPSK disponible en el laboratorio de comunicaciones ópticas. Estas mediciones nos dieron información sobre el ancho de pulso generado, voltaje pico máximo, así como la forma del pulso. Esto se obtuvo transmitiendo un tren de pulsos UWB sobre un sistema de fibra óptica cuya longitud fue variada entre 0~6 Km.

En la Figura 68 se observa el pulso de activación del $\mu\text{C}/\text{FPGA}$ (medido en el punto de prueba A de la Figura 35) el cual es utilizado para excitar el circuito emisor UWB. Si se considera el inicio de cada señal, es evidente un retraso entre la incidencia del pulso de excitación y la señal UWB emitida, el cual es de aproximadamente 23.8 nS.

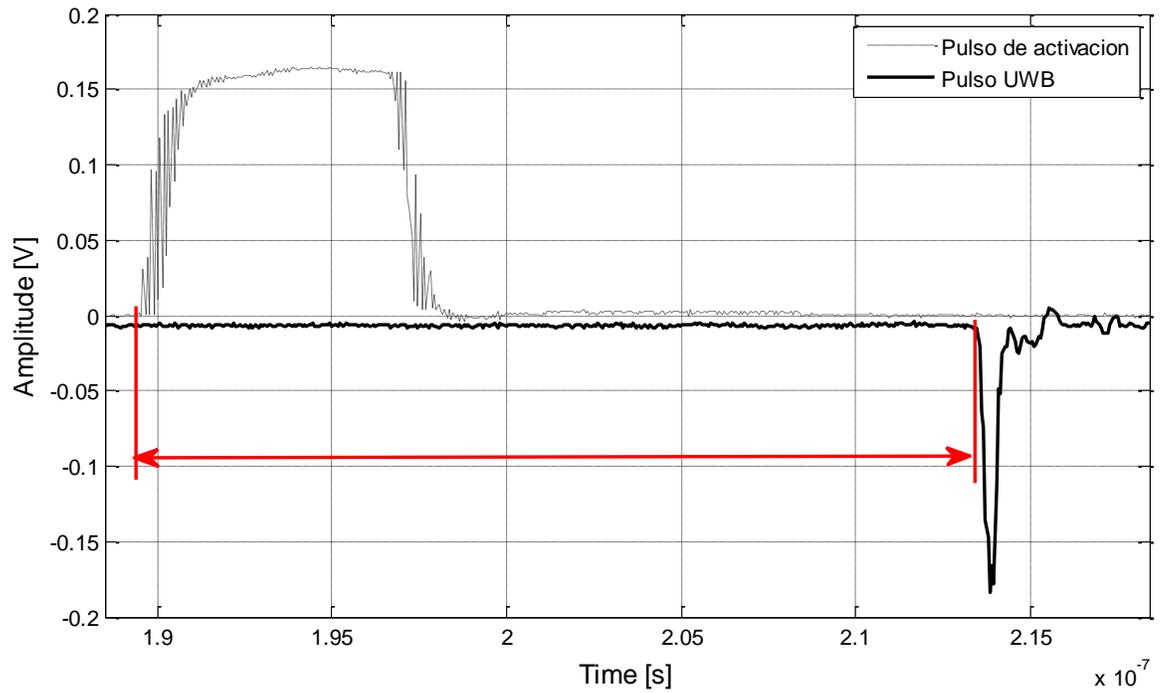


Figura 68: Retardo de generación del pulso UWB.

Las mediciones del pulso Gaussiano se realizaron en el punto de prueba C de la Figura 35. Posteriormente se realizaron mediciones de la calidad del pulso Gaussiano obtenido y se comparan las características de ancho de pulso y voltaje pico de los pulsos positivo y negativo del generador BPSK. Los pulsos medidos se muestran en la Figura 69 y en la Figura 70.

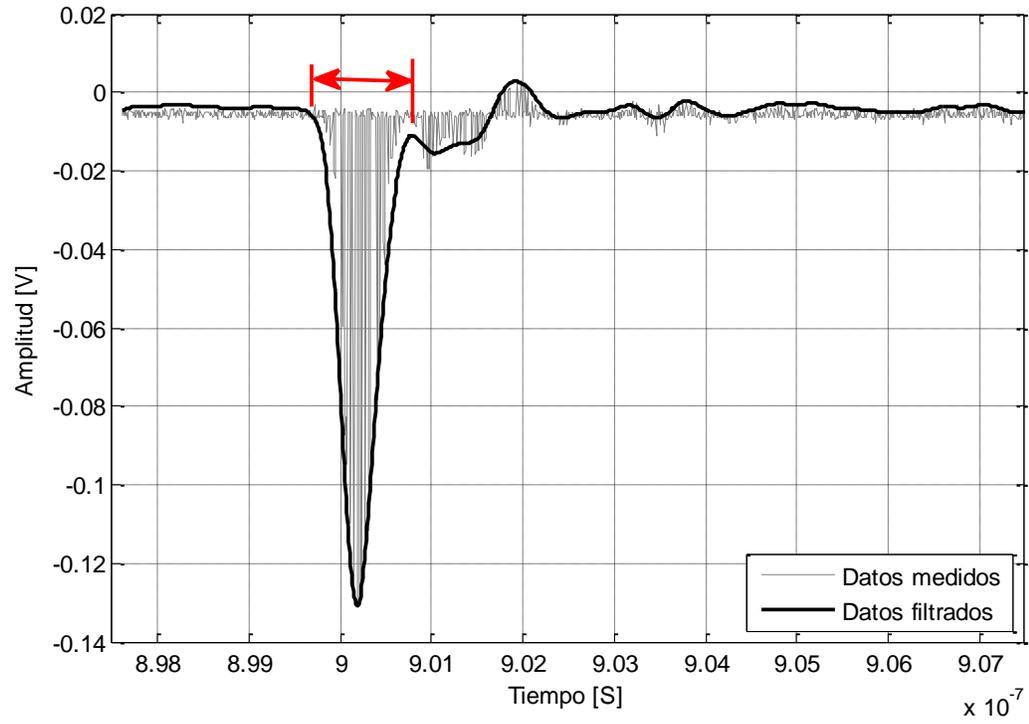


Figura 69: Pulso negativo UWB generado.

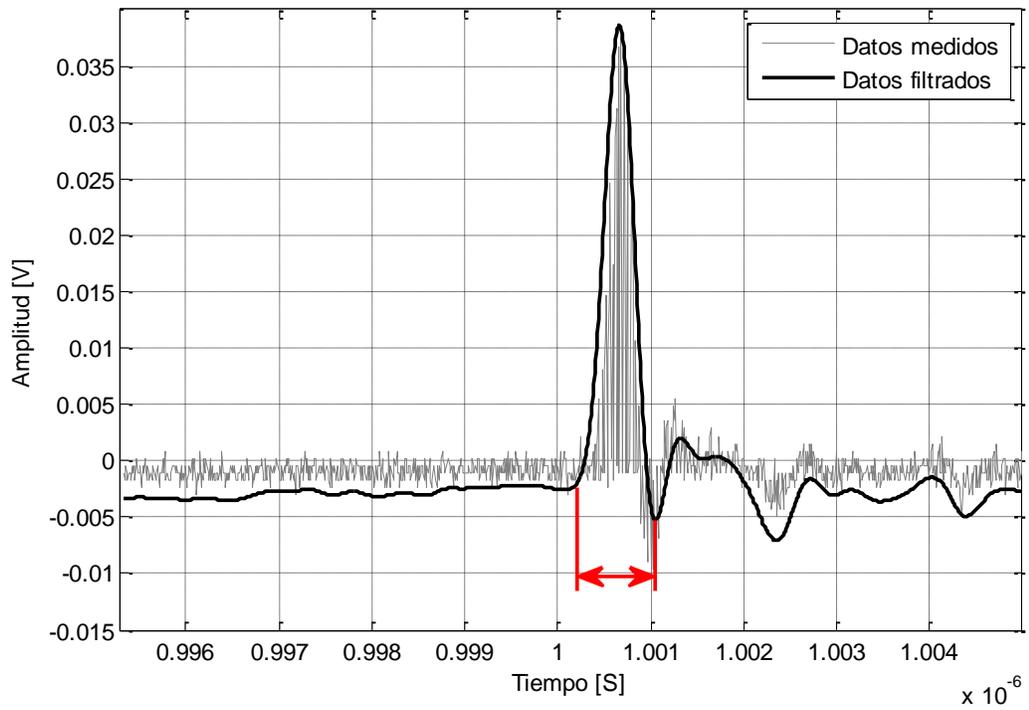


Figura 70: Pulso positivo UWB generado.

Como se observa en las gráficas anteriores, la secuencia de datos entregada por el osciloscopio digital HP54120B es ruidosa, por lo que fue necesario manipular los datos entregados por el osciloscopio en MatLab para obtener una señal que nos permitiera una mejor medición de los resultados obtenidos. Esto se logró mediante la implementación de un filtro FIR de paso bajo, cuyo código se muestra a continuación:

```
% ----- Diseño del filtro -----
h=fdesign.lowpass('Fp,Fst,Ap,Ast',0.01,0.1,1,60);
d=design(h,'equiripple'); %Filtro FIR pasabajo
y=filter(d.Numerator,1,x); % zero-phase filtering

% ----- Graficas -----
fvtool(d) %Muestra el filtro diseñado
figure();
plot(figura(:,1),figura(:,2),figura(:,1),y);
```

De los pulsos mostrados en la Figura 69 y en la Figura 70 se obtienen las mediciones de ancho de pulso y voltaje pico mostradas en la Tabla 9

Tabla 9: Características de los pulsos UWB generados por el circuito emisor BPSK.

Medición	Pulso UWB “ + ”	Pulso UWB “ - ”
Ancho de pulso	$\approx 548 \text{ ps}$	$\approx 931 \text{ ps}$
Voltaje pico	$\approx 0.0397 \text{ V}$	$\approx -0.1237 \text{ V}$

De la Tabla 9 podemos observar que los voltajes pico de los pulsos positivo y negativo fueron considerablemente distintos ($\Delta = 0.084 \text{ V}$), de la misma manera se observa que la forma de ambos pulsos no fue igual (Figura 69 y Figura 70). De la Figura 71 se observa que el ruido espectral del pulso positivo es mayor que el del pulso negativo, por lo que el pulso negativo UWB presenta mejor desempeño y se utilizará para las pruebas restantes. Cabe mencionar que los voltajes pico obtenidos de la señal UWB medida en el punto de prueba C de la Figura 35 corresponden solo a una fracción del voltaje medido en el punto

de prueba B. Esto se debe a que se utilizó un divisor de potencia, del cual, una salida fue utilizada para activar el *trigger* del osciloscopio.

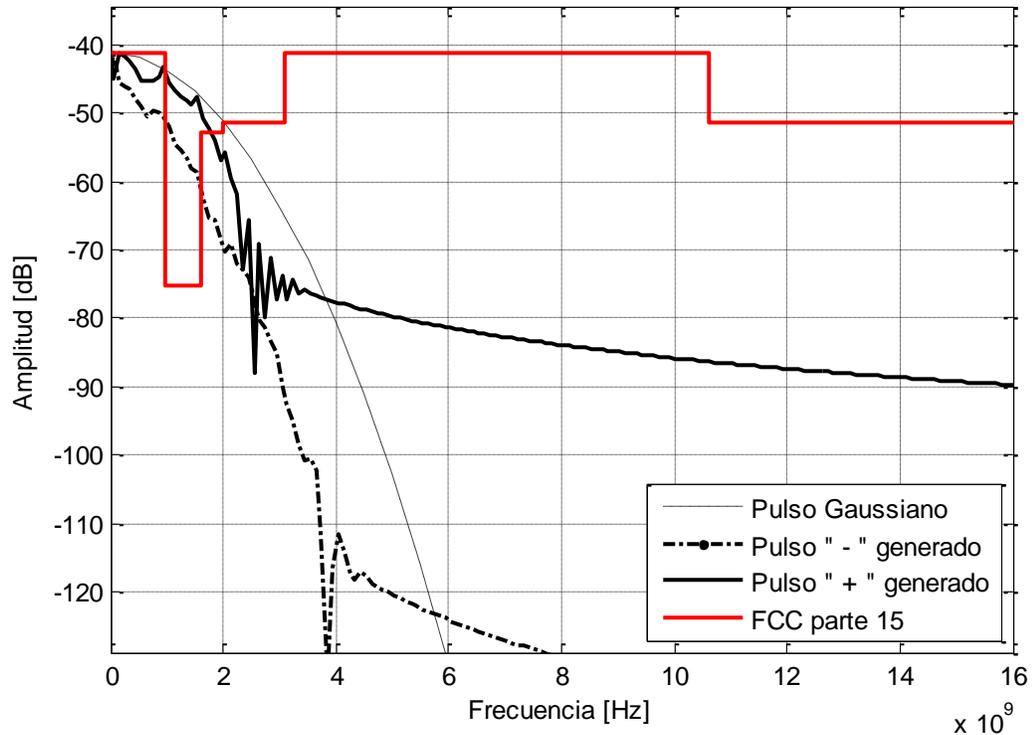


Figura 71: PSD de los pulsos Gaussianos generados.

Finalmente, en la Figura 72 se observa la distorsión que introduce el proceso de conversión eléctrico-óptico y óptico-eléctrico en el pulso Gaussiano generado en una configuración de 0 km de distancia de fibra, la figura muestra la amplitud de los pulsos normalizados, ya que esto nos permite observar de manera más clara la distorsión que sufre el pulso durante los procesos de conversión. De la misma forma la Figura 73 muestra las densidades espectrales de potencia de los pulsos transmitido y recibido para un enlace de 0 km.

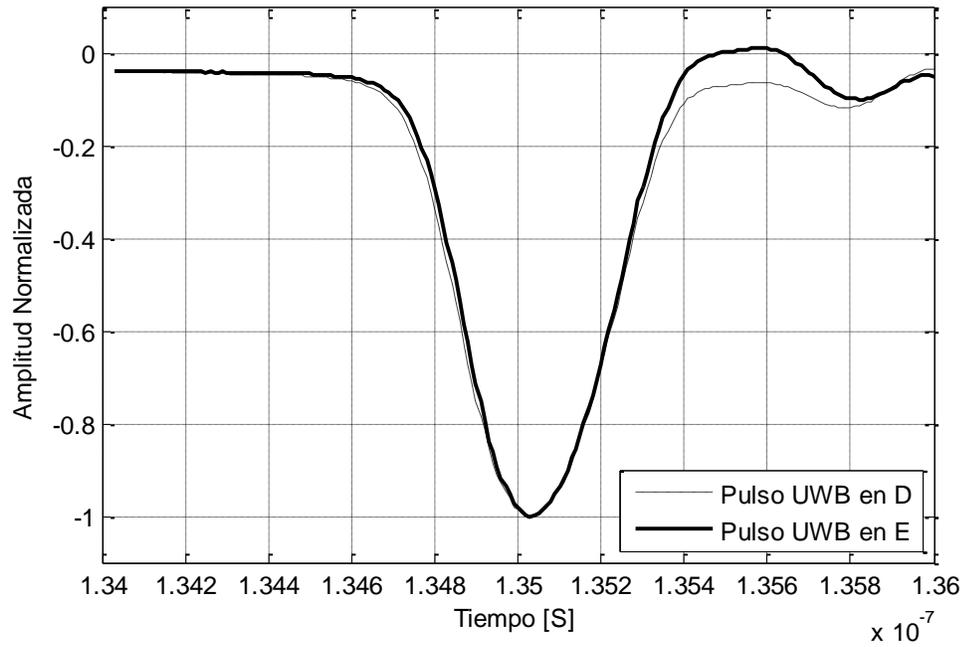


Figura 72: Comparación del pulso UWB transmitido (punto de prueba D de la Figura 35) y el pulso recibido a 0km (punto de prueba E de la Figura 35)

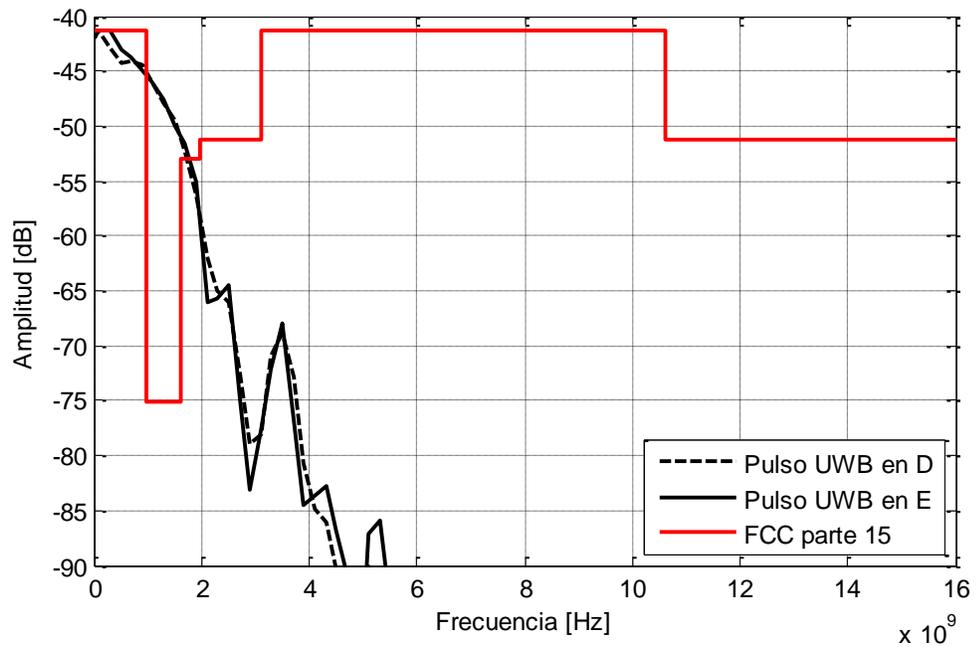


Figura 73: PSD del UWB transmitido (punto de prueba D de la Figura 35) y el pulso recibido a 0km (punto de prueba E de la Figura 35)

En las figuras anteriores se observa que la distorsión provocada por el proceso de conversión del pulso Gaussiano al dominio óptico y de nuevo al dominio eléctrico, es despreciable, la forma del pulso, así como la densidad espectral conservan ambas las características de la señal original. Pese a que la señal recibida tiene un valor pico distinto al de la señal transmitida, los resultados obtenidos en la Figura 72 y Figura 73 nos permiten considerar el proceso de conversión como transparente y únicamente considerarlo como un proceso de amplificación o atenuación de la señal UWB.

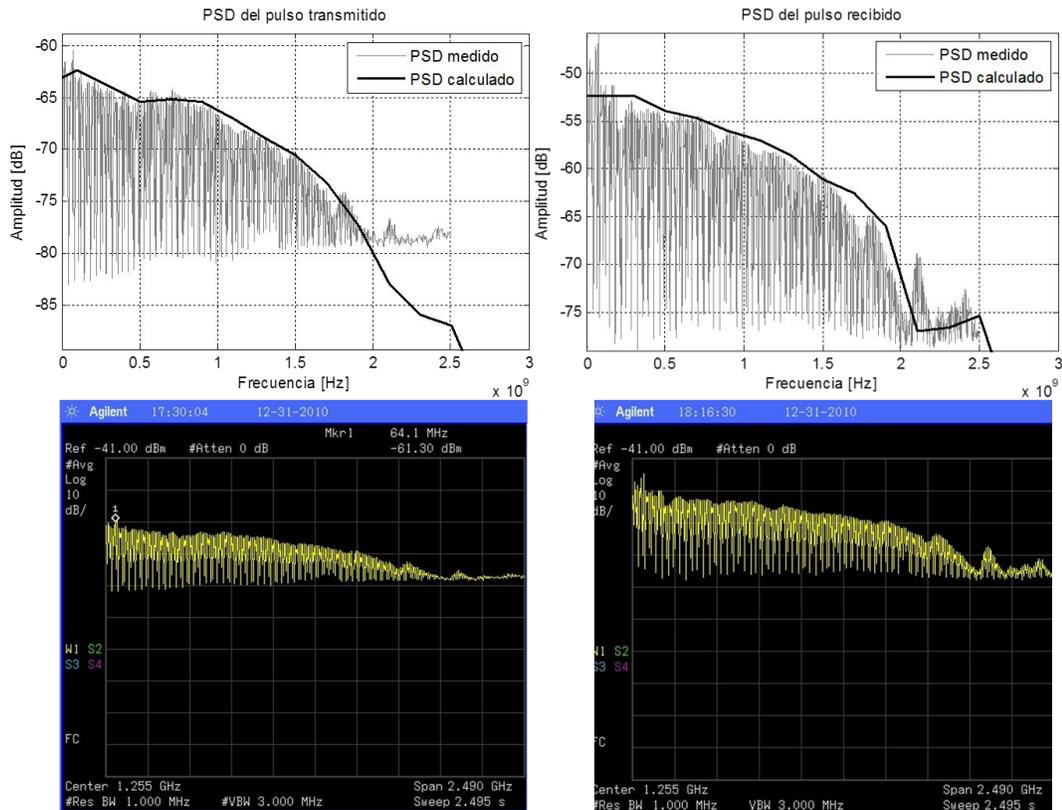


Figura 74: Comparación de la PSD medida y calculada.

Finalmente en la Figura 74 se presenta una comparación entre el espectro óptico obtenido haciendo uso del analizador de espectro N9320A de Agilent y los PSD calculados.

Posteriormente se procedió a incrementar la longitud del enlace de fibra óptica, esto se realizó mediante el uso de una fibra monomodo modelo Corning de 1, 5, 15 y 10 Km. La distorsión inducida en el pulso Gaussiano al ser transmitida por las diversas longitudes de fibra óptica se muestra en la Figura 75, en la cual es observable la distorsión introducida por el canal óptico sobre el pulso Gaussiano transmitido.

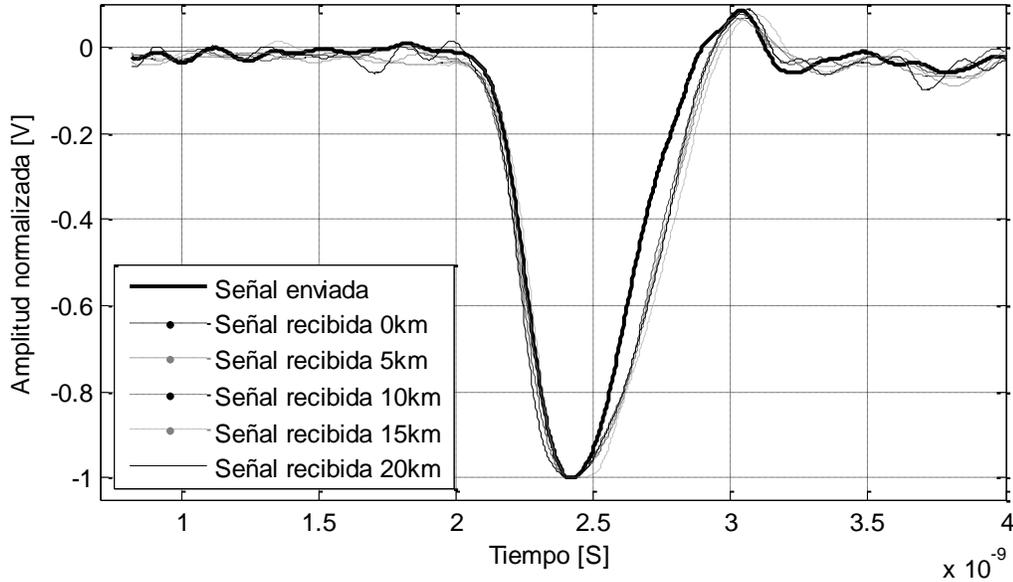


Figura 75: Efecto de la longitud del enlace en un pulso Gaussiano UWB.

Finalmente los resultados obtenidos de la Figura 75, Figura 76 y Figura 77 se obtiene la información que se muestra en la siguiente tabla.

Tabla 10: Características de los pulsos UWB a diversas longitudes de enlace

Medición	Amplitud	Ancho de banda
Señal recibida 0km	352 mV	1.56 GHz
Señal recibida 5km	251 mV	1.25 GHz
Señal recibida 10km	228 mV	1.25 GHz
Señal recibida 15km	176 mV	1.25 GHz
Señal recibida 20km	142 mV	1.25 GHz

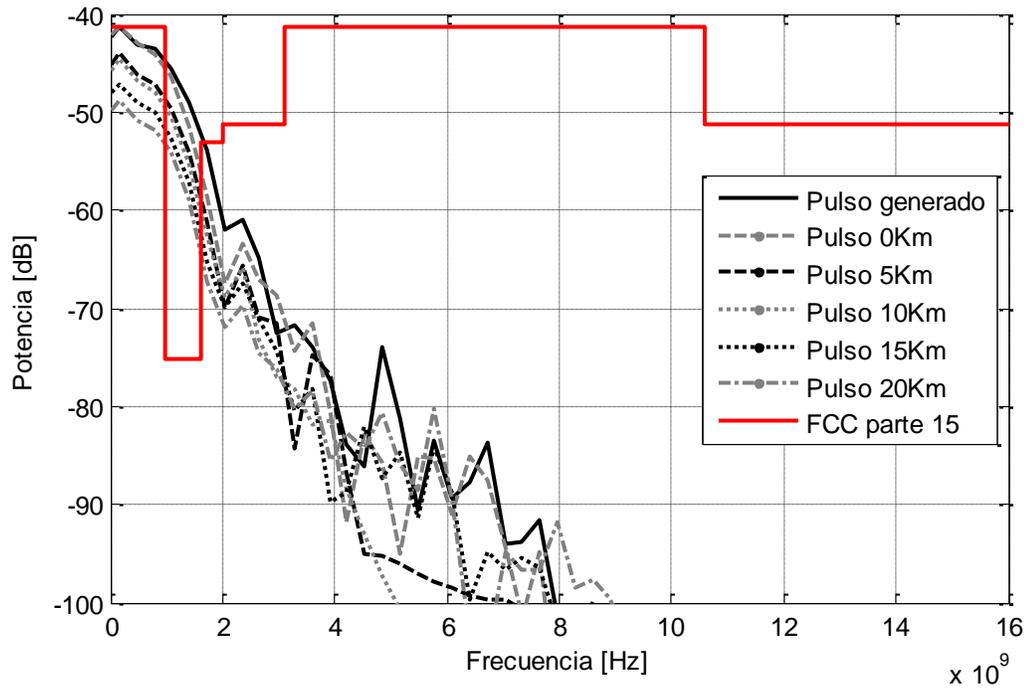


Figura 76: Efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso Gaussiano transmitido.

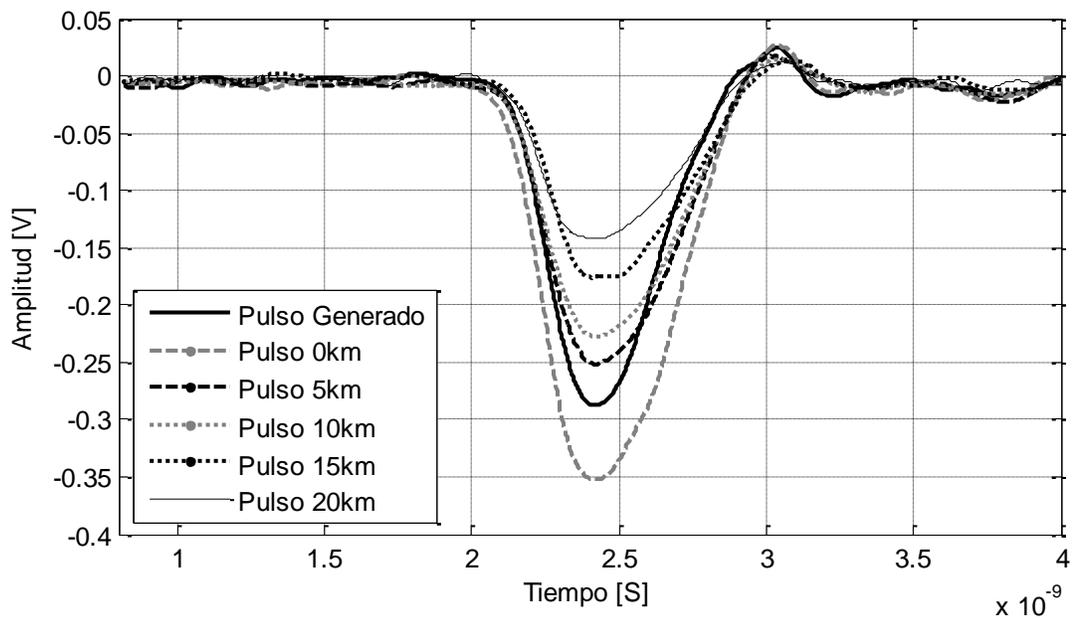


Figura 77: Efecto de la longitud del enlace en la amplitud del pulso Gaussiano transmitido.

En las siguientes mediciones se sustituye el transmisor UWB BPSK proporcionado por el grupo de altas frecuencias de Telecom SudParis por un generador vectorial *Arbitrary Waveform Generator Series-7000* de Tektroniks. Con el cual se generó un pulso gaussiano de 5to, el uso de este equipo, de pendiente adquisición, nos permite generar señales de onda, con la misma facilidad con la que estas son ingresadas a un software de simulación, facilitando así la obtención de mediciones experimentales.

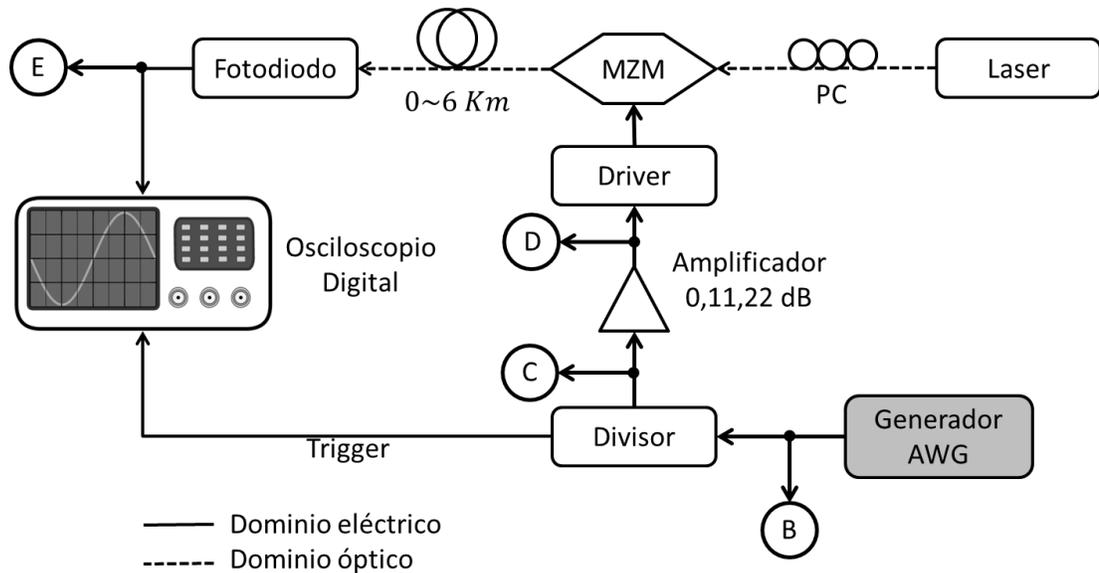


Figura 78: Montaje experimental del subsistema de Up-link usando un generador AWG

El pulso Gaussiano de quinto orden generado tiene una repetición de pulso de 1 nS y una duración de 500 pS (aproximadamente). Las mediciones obtenidas del pulso generado se muestran en la Figura 79 y en la Figura 80.

De la Figura 80 se puede observar que el pulso no sufre una distorsión medible a una distancia de enlace de 40 Km . No así, la potencia del pulso recibido, cuyas pérdidas se muestran en la Figura 81.

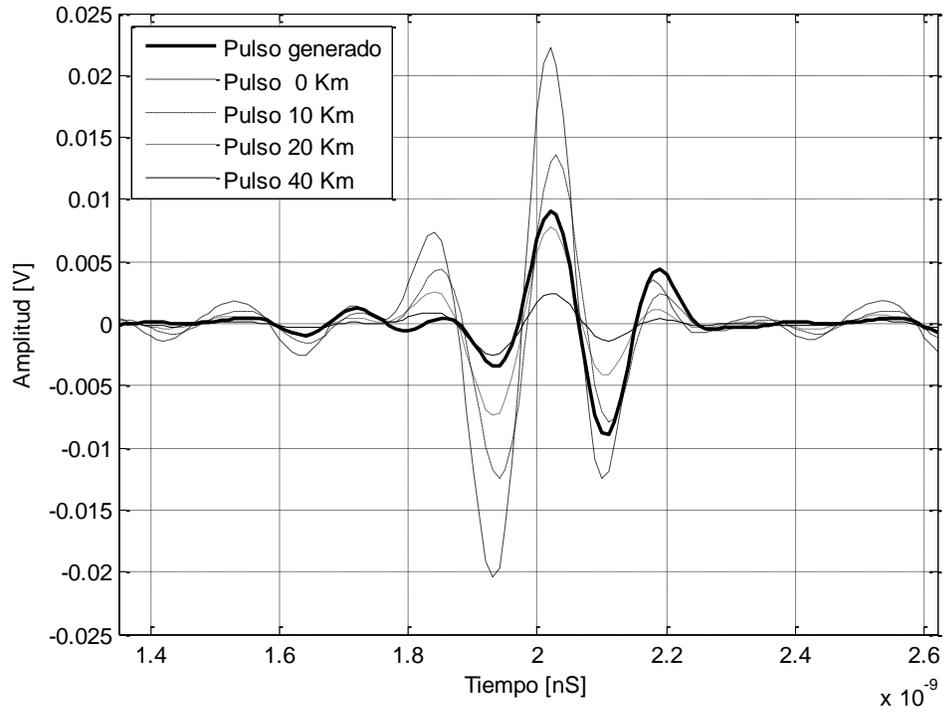


Figura 79: Efecto de la longitud del enlace en un pulso UWB Gaussiano de 5to orden.

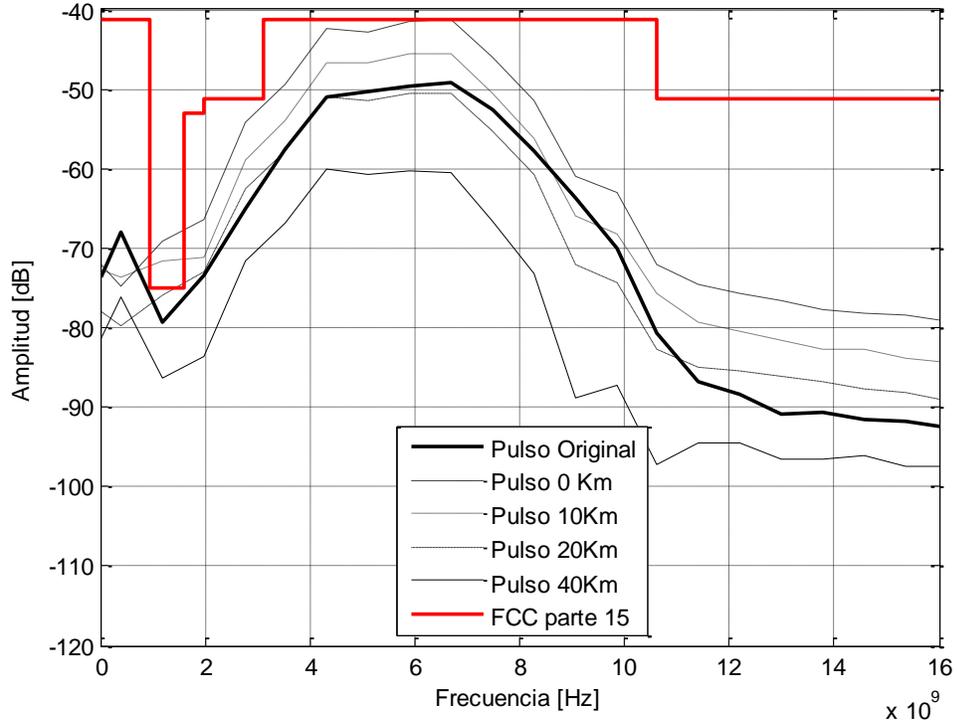


Figura 80: Efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano de 5to orden.

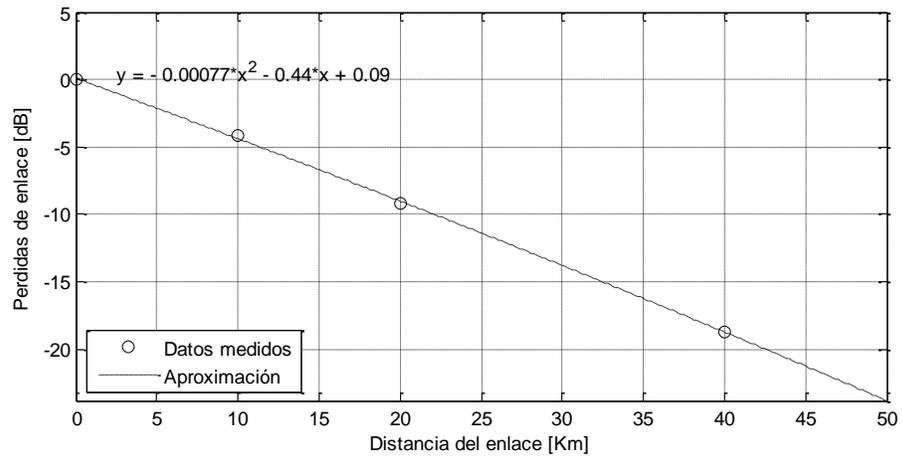


Figura 81: Perdas de enlace del sistema de Up-Link.

VI.2.2 Simulación

El esquemático realizado (Figura 58) tiene como objetivo la generación de un pulso gaussiano de quinto orden, para hacer comparación con los resultados obtenidos en la sección anterior. Las simulaciones realizadas consisten en la transmisión de dicho pulso UWB sobre un sistema de fibra óptica con detección directa diseñado de acuerdo a las características especificadas para el sistema de Up-Link cuya longitud enlace (longitud de la fibra) fue variada entre 0~50 Km.

El pulso UWB generado en VPI se muestra en la siguiente figura.

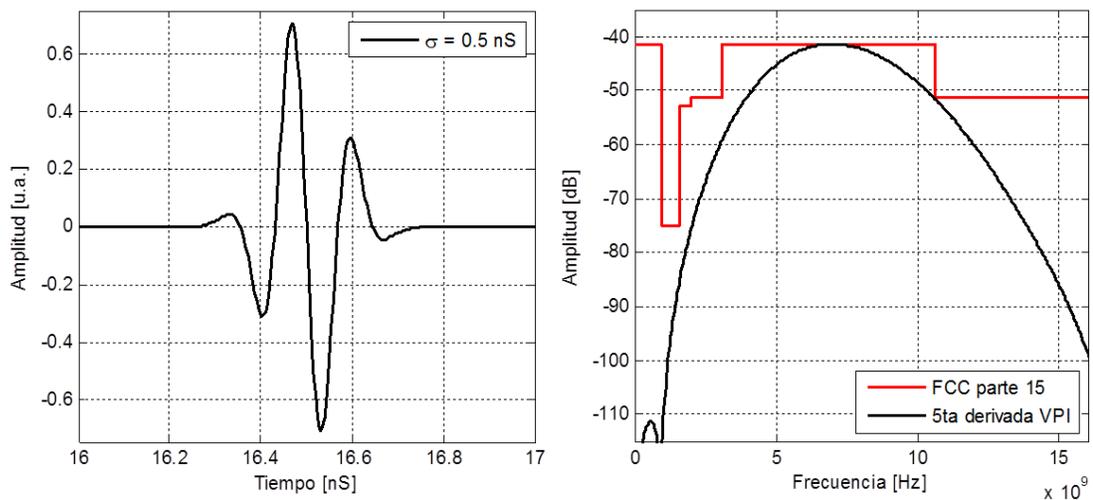


Figura 82: 5ta derivada Gaussiana implementada en el esquema de Up-Link.

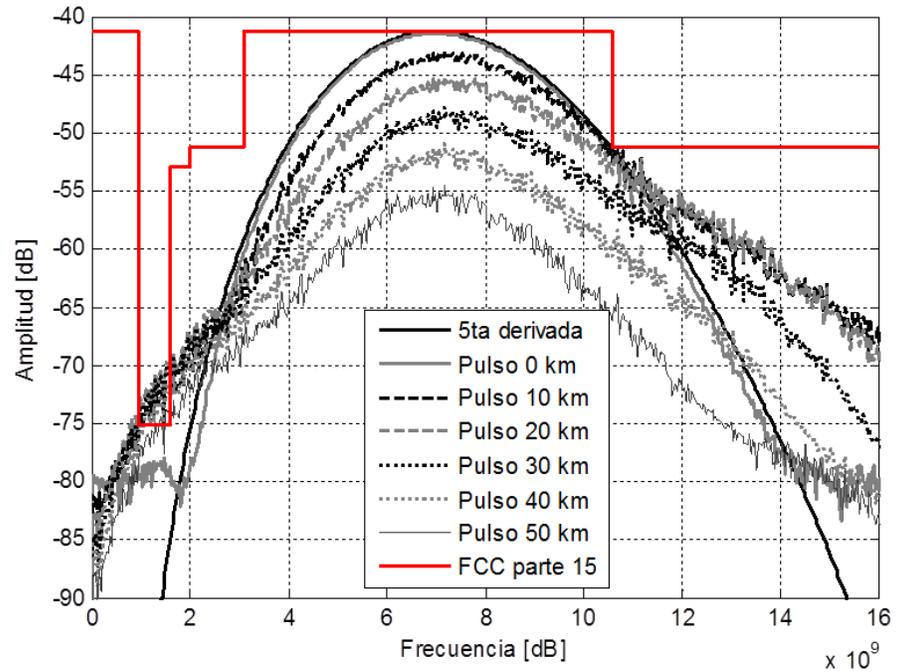


Figura 83: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano de 5to orden con IM-DD.

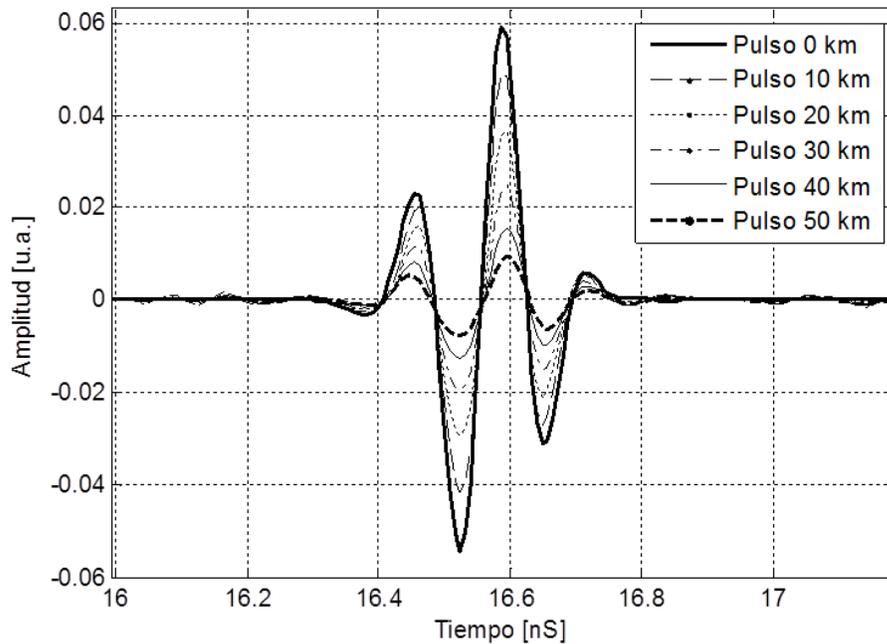


Figura 84: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace el pulso UWB Gaussiano de 5to orden.

De la Figura 83 y la Figura 84 se observa que el enlace de fibra óptica es prácticamente transparente para una señal UWB que opera a una frecuencia central de 7 GHz. Por lo que es posible transmitir señales UWB sobre fibra óptica sin mucha distorsión en el pulso hasta distancias de 50 Km, esta distancia podría aun incrementarse de hacer uso de amplificadores de fibra óptica (EDFA's) a lo largo del enlace.

Un punto importante es la elección del punto de operación o voltaje de modulación del MZM. Una elección inapropiada de este ocasiona severas distorsiones al pulso modulado, como se muestran en la Figura 85, lo que realza la importancia de la ecuación (13) la cual nos permite calcular el punto de operación del MZM que permita la menor distorsión ($V_m = 2.35 V$ para el MZM utilizado).

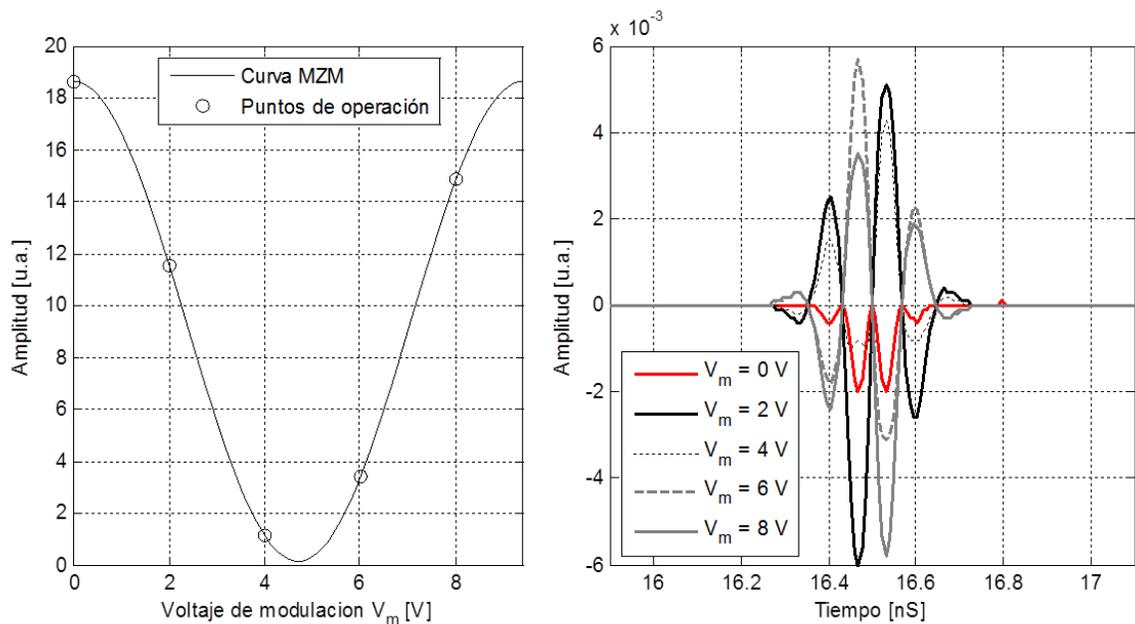


Figura 85: Pulsos Gaussianos de 5to orden recibidos para distintos voltajes de modulación del MZM.

La Figura 85 nos da un dato interesante, puede observarse que para valores de V_m superiores a V_π (4.7 volts para el MZM Photline MX-LN-10) el pulso UWB experimenta un desfase de 180 grados. Lo cual puede explicarse observando la curva del MZM donde resulta evidente el cambio en la pendiente de la curva de operación.

Esto vuelve posible la implementación de un sistema BPSK a partir de un solo pulso Gaussiano y realizar la modulación BPSK en el dominio óptico, como se muestra en la siguiente figura.

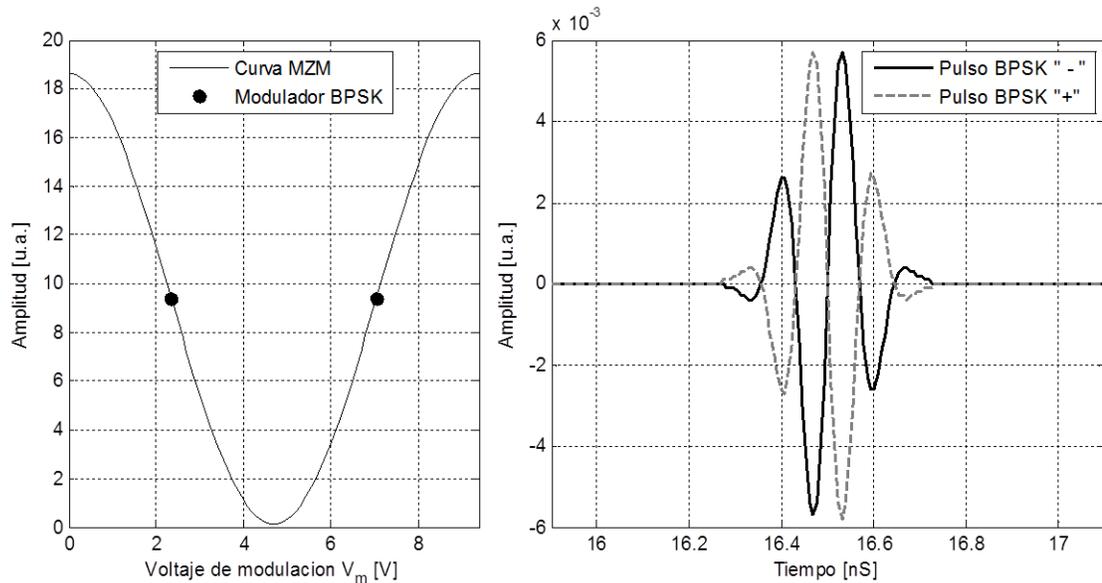


Figura 86: Modulación UWB BPSK

La implementación de un circuito como el descrito anteriormente se muestra en el siguiente esquemático.

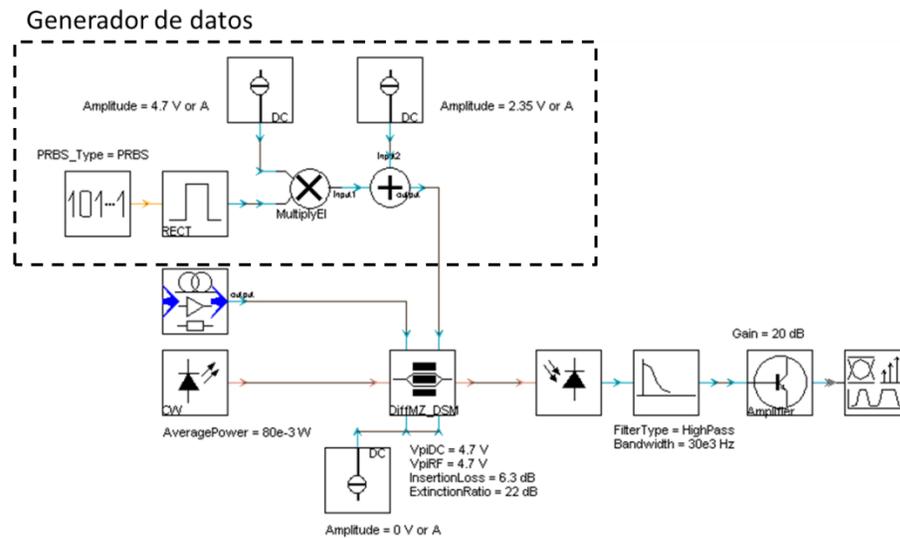


Figura 87: Esquemático de modulación UWB BPSK mediante el uso de un MZM.

La cadena de datos PRBS es alimentada a un generador de pulsos rectangulares cuyos niveles de voltaje son adecuados de manera que el voltaje varié entre $2.35\text{ V} \sim 7.05\text{ V}$ (puntos de operación del MZM mostrados en la Figura 86). Estos se alimentan a la terminal *biasElectricalInputUpper* del módulo del modulador. Finalmente la señal UWB con modulación BPSK se muestra en la Figura 88.

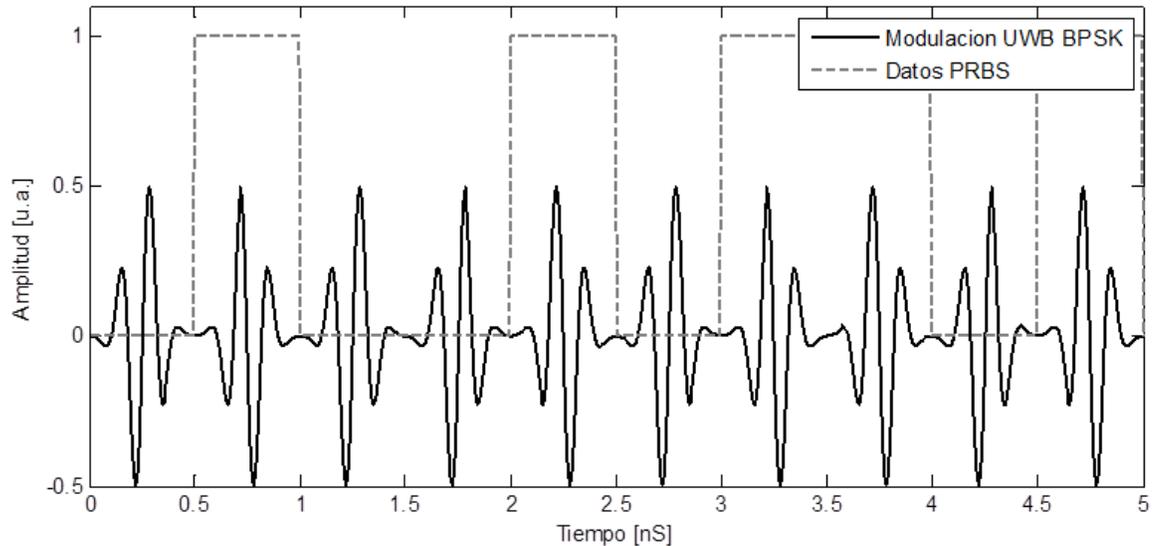


Figura 88: Tren de pulsos UWB con modulación BPSK con datos pseudoaleatorios.

VI.3 Enlace de bajada (Down-Link)

Para el enlace de bajada (Down-Link) no fue posible obtener resultados experimentales con el esquema propuesto, por las limitaciones planteadas en el Capítulo V, por lo que para la parte de bajada se procede utilizando el software VPI Photonics, transmitir un pulso Gaussiano UWB y trasladarlo en frecuencia de manera que cumpla con las restricciones establecidas por la FCC.

VI.3.1 Simulación

Una vez implementado el esquema de Down-Link propuesto en la Figura 67 es necesario verificar el error de fase entre los láseres utilizados para determinar si el OPLL es capaz de compensar dicho error. El OPLL diseñado en el Capítulo IV y cuyo desarrollo fue

utilizado para la simulación considera un retardo de lazo $T_d = 5 \text{ nS}$ por lo que retardos de lazo superiores a 5 nS no podrán ser compensados.

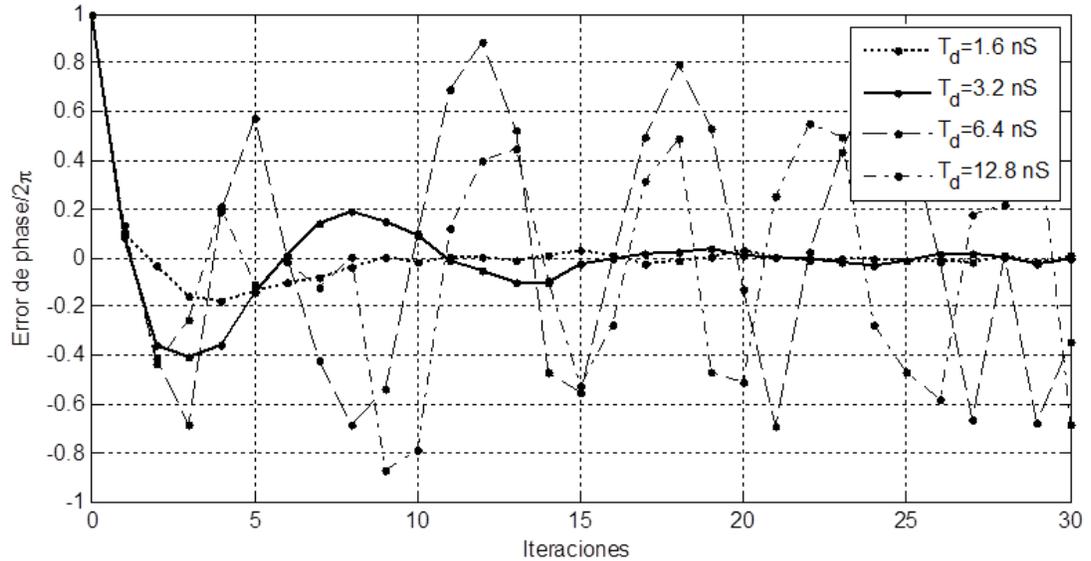


Figura 89: Señal de error de fase para diversos valores de retardo T_d

En la figura anterior se muestra la señal de error de fase del OPLL, puede observarse que para valores de retardo $T_d > 5 \text{ nS}$ el circuito no logra compensar efectivamente el error de fase y por tanto no hay encadenamiento de fase. Cabe mencionar que cada iteración de la gráfica anterior corresponde a una unidad de *TimeWindow* ($= T_d$ en el esquema implementado).

Para medir el efecto del amarre de fase en la frecuencia de batimiento producida se implementó el esquemático de la Figura 90 en el cual se muestran dos técnicas para la generación de portadoras de manera remota: la generación con láseres emitiendo libremente y mediante el uso de láseres amarrados en fase haciendo uso de un OPLL.

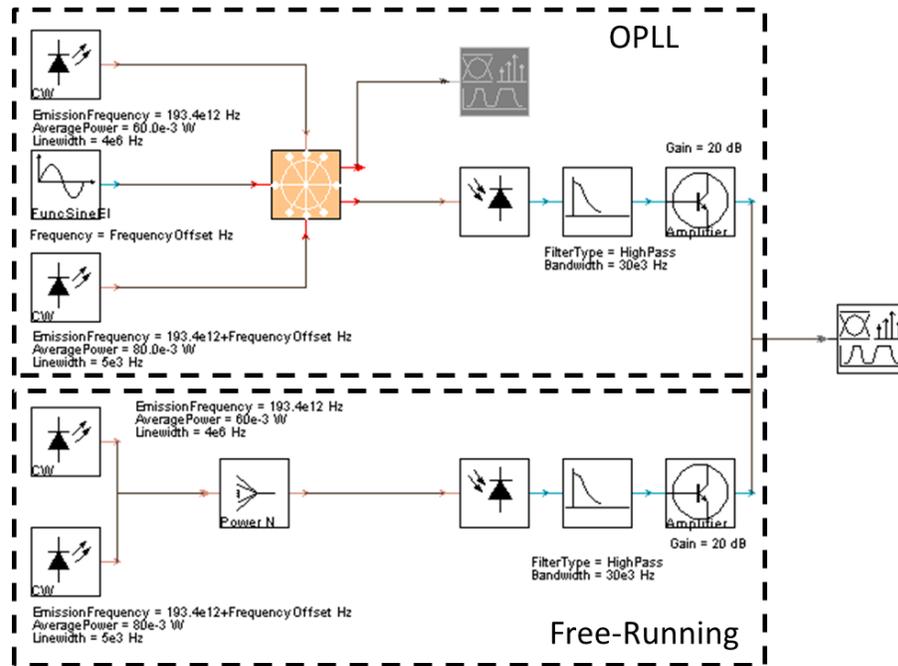


Figura 90: Esquemático implementado para la comparación del batimiento óptico generado por un sistema OPLL contra uno con láseres emitiendo libremente.

La comparación de la pureza espectral de la portadora eléctrica obtenida de la implementación de ambos esquemas se muestra a continuación.

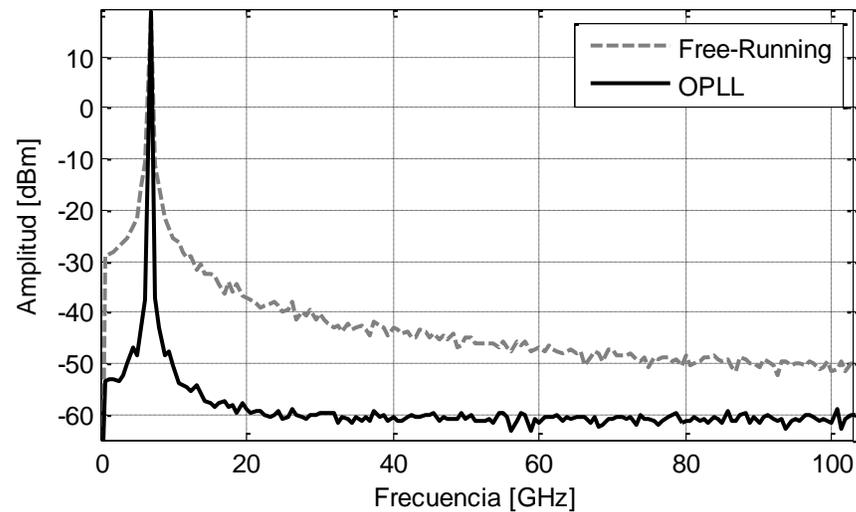


Figura 91: Comparación de frecuencia de batimiento en RHD.

Es evidente que haciendo uso de un OPLL se mejora considerablemente la calidad del batimiento generado, aun cuando la potencia de la señal generada es la misma, se observa que la frecuencia producía por el circuito OPLL es espectralmente más pura.

El esquemático realizado (Figura 67) tiene como objetivo la generación de un pulso gaussiano trasladado en frecuencia a la banda de 3.1~10 GHz. Las simulaciones realizadas consisten en la transmisión de dicho pulso UWB sobre un sistema de fibra óptica con detección remota heterodina, haciendo uso de un OPLL, diseñado de acuerdo a las características especificadas para el sistema de Down-Link, cuya longitud enlace (longitud de la fibra) fue variada entre 0~50 Km.

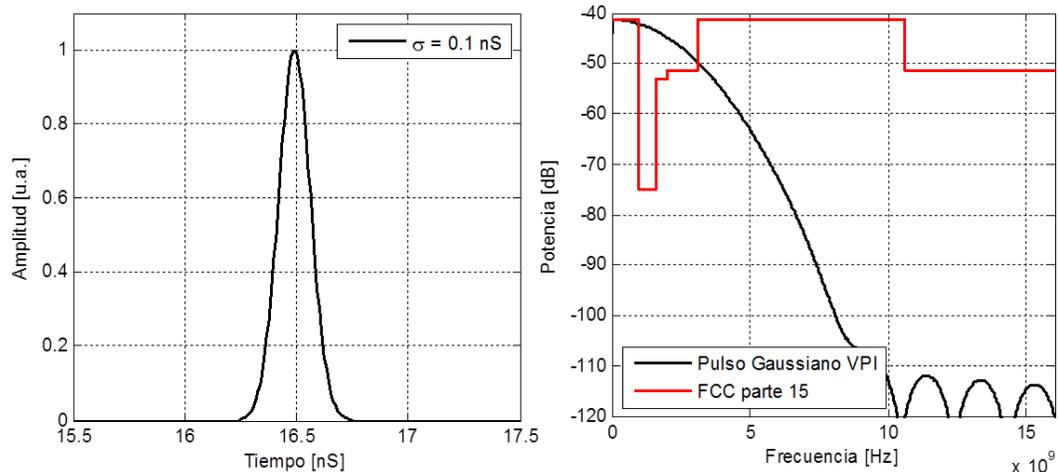


Figura 92: Pulso Gaussiano implementado en el esquema de Down-Link.

En la Figura 93 se observa el efecto del enlace de fibra óptica produce sobre la señal detectada de manera coherente. En la Figura 93 se muestra la densidad espectral de potencia del pulso recibido, de la cual se observan diferencias notables en comparación con el pulso Gaussiano de 5to orden. Primeramente se observa que la señal cuenta con un componente muy grande de la señal UWB original (la utilizada para modular el haz óptico). Si consideramos que ambos láseres operan a la misma potencia óptica P y que ambos lasers son modulados por una señal UWB $s(t)$, la ecuación (34) puede reescribirse como:

$$I(t) = 2RP \cdot s(t)^2 + 2RS(t)^2 PCos(\omega_C + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (66)$$

De la cual el primer término es la señal UWB moduladora y el segundo es la señal UWB trasladada en frecuencia. Dado que el ancho de banda de la señal UWB utilizada es de 3.5 GHz y la frecuencia portadora generada es de 7 GHz existe un traslape de frecuencias, lo cual no es deseado.

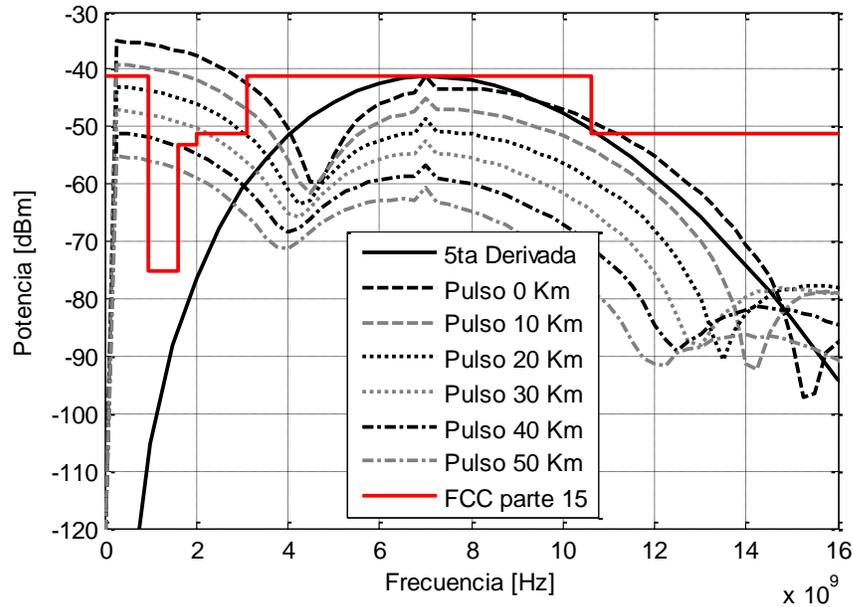


Figura 93: Simulación en VPI del efecto de la longitud del enlace en la PSD del pulso UWB Gaussiano con RHD.

También observamos que a diferencia del esquema IM-DD utilizado en el subsistema de Up-Link, el cual no presenta variación en el ancho de banda de la señal foto-detectada, la señal recibida haciendo uso de un esquema RHD si presenta efectos en el ancho de banda como producto de la longitud del enlace. Esto se traduce en que un enlace demasiado largo, eventualmente terminara por reducir el ancho de banda de la señal UWB utilizada más allá de los límites impuestos por la FCC (Sección III.3).

Las pérdidas de enlace producidas en el esquema RHD se muestran en la Figura 95. De la aproximación lineal obtenida de los datos simulados, se obtiene una pérdida de enlace de $0.39 \times 10^{-3} \text{ dBm/m}$ lo que contrasta con los $0.2 \times 10^{-3} \text{ dBm/m}$ descritos por el fabricante de la fibra utilizada.

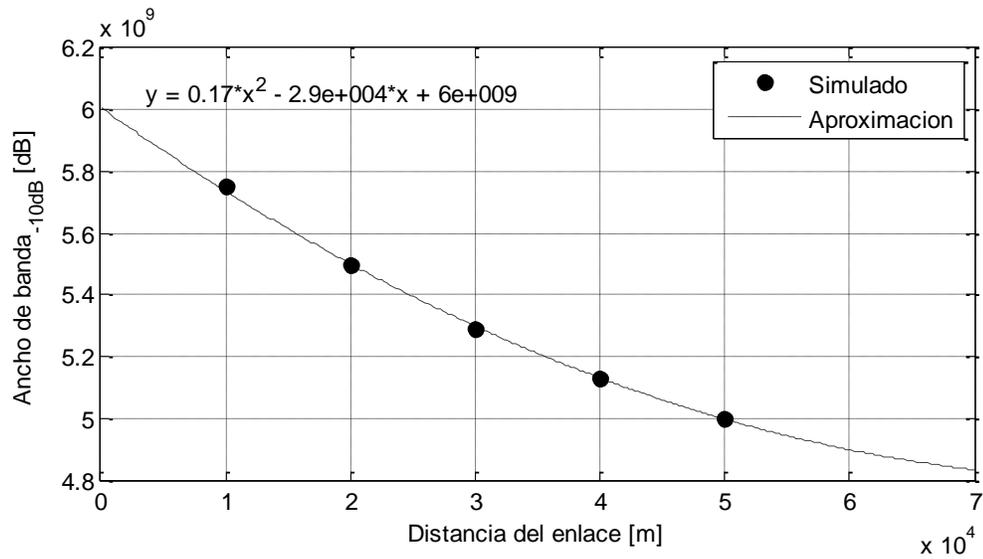


Figura 94: Ancho de banda contra longitud de enlace para detección RHD.

Este incremento en la pérdida de enlace se debe a que en el subsistema de Down-Link implementado, ambos haces ópticos son modulados y transmitidos a lo largo de la fibra, por lo que las pérdidas de enlace se duplican.

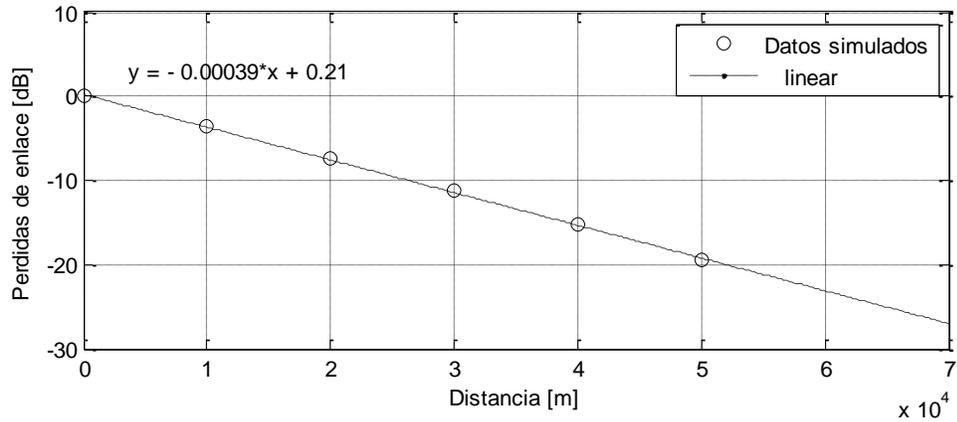


Figura 95: Pérdidas de enlace del sistema de Down-Link.

La presencia de la señal UWB en banda base es indeseado, y su eliminación requiere de un sistema de detección más complejo (detección balanceada), el cual fue descartado a inicios de esta tesis por duplicar el número de elementos requeridos en la estación base y por tanto incrementa el costo de despliegue del sistema UWB diseñado.

Sin embargo el esquema propuesto prueba ser útil a bandas de frecuencias mucho mayores (Banda de los 60 GHz) en la cual la señal UWB en banda base tiene un ancho de banda mucho menor que la portadora generada y por lo tanto el traslape de frecuencias es evitado.

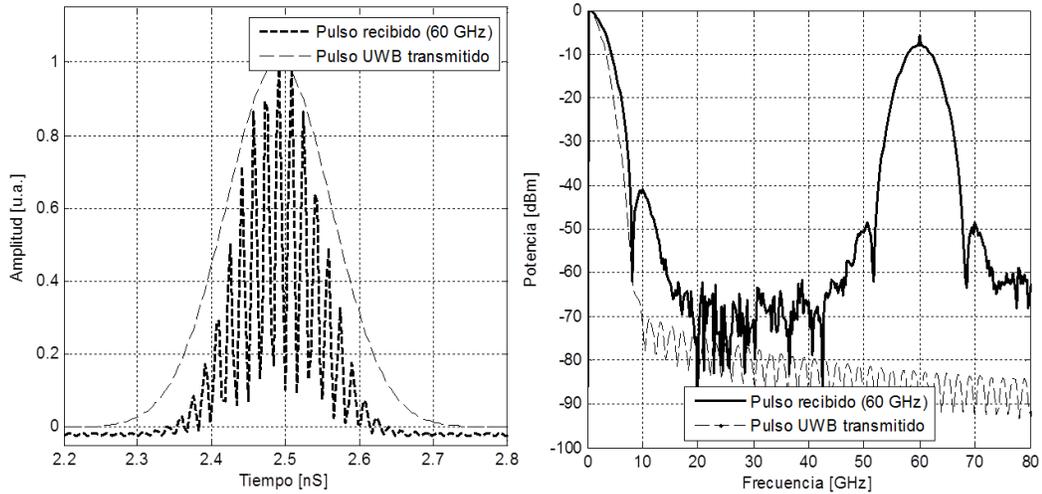


Figura 96: Subsistema de Down-Link operando en la banda de 60 GHz (detección no balanceada)

Al igual que en el esquema IM-DD, la elección del punto de operación del MZM es muy importante. Cuando la señal UWB utilizada es un pulso Gaussiano, como lo es en este caso, es posible utilizar las no linealidades del modulador MZM a nuestro favor.

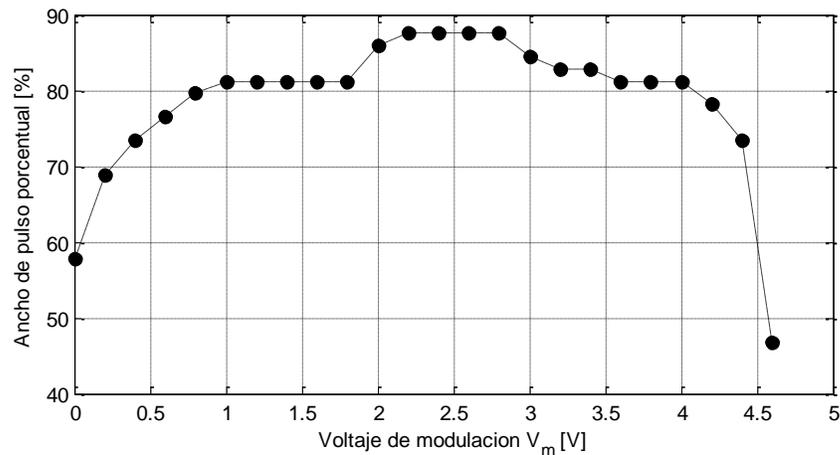


Figura 97: Variación del ancho de pulso recibido para diversos puntos de operación del MZM.

Así, el pulso recibido es como se muestra en la Figura 98 en el cual se observa una reducción del ancho de pulso UWB de 66% lo que se traduce en un incremento de ancho de banda en la señal transmitida de 2 GHz (para un ancho de pulso de 500 pS a 3.5 GHz).

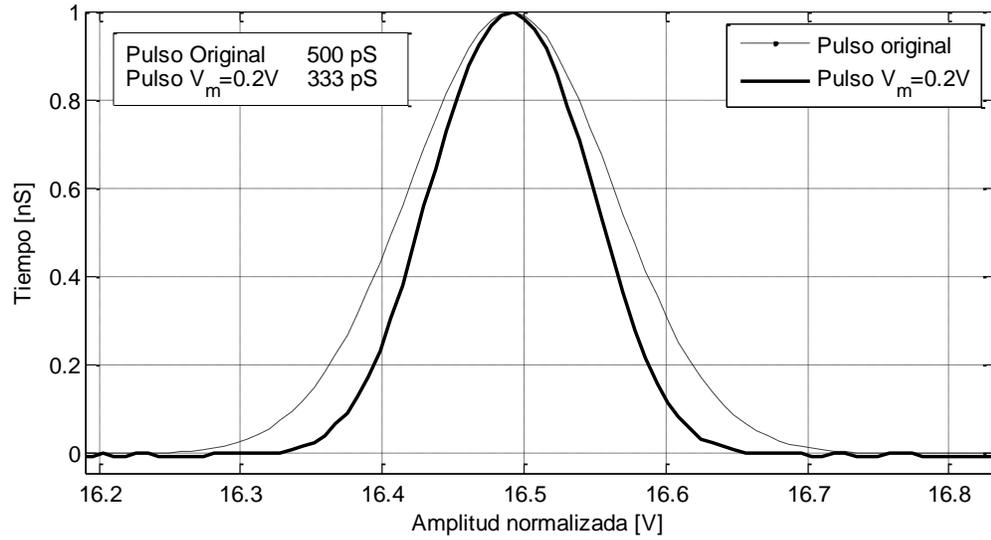


Figura 98: Ancho de pulso recibido para un MZM con un voltaje $V_m = 0.2 V$.

Capítulo VII Conclusiones y trabajo futuro

VII.1 Conclusiones

El principal objetivo de este trabajo de tesis fue el estudio teórico y experimental de los sistemas de detección óptica coherente. En particular se estudiaron diversos esquemas para la implementación y caracterización de un sistema UWB. Se estudiaron esquemas clásicos como la detección directa y la detección remota heterodina para la generación de batimientos ópticos estabilizados por OPLL y en particular, el impacto de los parámetros físicos de la fibra en las señales UWB.

De los resultados mostrados en el Capítulo VI podemos observar que los sistemas de radio sobre fibra pueden ser utilizados en aplicaciones de UWB, las bajas pérdidas de la fibra óptica (0.2 dBm/Km), así como el estrechamiento de la densidad espectral de potencia de la señal UWB transmitida (20 MHz/Km) son valores con los que la implementación de un sistema UWBoF resulta factible.

Las mediciones realizadas de los pulsos generados por el conformador de pulsos BPSK proporcionado por el grupo de altas frecuencias de Telecom SudParis muestran ligeras diferencias entre los pulsos positivos y negativos, lo que se traduce en un incremento de líneas espectrales y por lo tanto en un uso sub-óptimo de la potencia transmitida. Estas diferencias pueden eliminarse haciendo uso de un solo pulso Gaussiano y realizando la modulación de fase en el dominio óptico mediante el uso de un MZM, esto asegura que ambos pulsos sean exactamente idénticos y por tanto hacer un mejor uso de la potencia transmitida.

Adicionalmente una apropiada elección del punto de operación del modulador MZM puede reducir el ancho del pulso Gaussiano transmitido significativamente lo que mejora su desempeño o en el sentido inverso, reduce los requerimientos de diseño del conformador.

Queda también descartado el uso de un fotodetector no balanceado, para aplicaciones UWB en la banda de los 3.1~10 GHz, ya que la presencia de la señal en banda base dentro de la señal transmitida no cumple con los requerimientos de la FCC, Adicionalmente

provoca traslapé de líneas espectrales lo que se traduce en un mayor número de errores en el receptor. Por lo que para aplicaciones UWB en la banda de los 10 GHz se recomienda la implementación de un esquema de detección balanceada.

Las limitaciones impuestas por el esquema de detección no balanceada no ocurren para aplicaciones UWB en la banda de los 60 GHz. La diferencia tan grande entre el ancho de banda de la señal UWB en comparación con la frecuencia generada es muy grande (Aproximadamente 10 veces mayor) y da lugar al filtrado para la recuperación de la señal trasladada en frecuencia, lo que no ocurre en la banda de 10 GHz

Adicionalmente, las aportaciones específicas del diseño e implementación del sistema UWB se puntualizan a continuación.

- Se diseñó un lazo de amarre de fase óptico para ser empleado como generador de radiofrecuencia con las siguientes características:
 - Frecuencia de corte del lazo = 100MHz
 - Retardo de lazo = 5 nS
 - Rango de encadenamiento = 6GHz ~ 14 GHz
- El diseño del filtro de lazo fue optimizado de manera que pueda ser realizado con el equipo disponible en el laboratorio (se requiere laser comercial a 1550 nm)
- Se diseñó un restador electrónico implementado con un amplificador operacional de gran ancho de banda, utilizando técnicas de montaje superficial, a manera de controlador del láser esclavo utilizado.
- Se diseñó un sistema de modulación BPSK haciendo uso de un modulador MZM. El circuito conformador de pulso utilizado

VII.2 Trabajo a futuro

Durante el desarrollo de este trabajo de tesis, se presentaron observaciones en base a los resultados obtenidos que pudieran servir como base para futuros temas de estudio. A continuación se plantean algunas de estas observaciones.

- Implementación de un OPLL como sintetizador de frecuencia para aplicaciones de redes de banda ultra ancha.
- Diseño e implementación de un sistema UWB con modulación BPSK utilizando un modulador MZM no balanceado.
- Diseño de un sistema UWB con modulación de amplitud SSB (banda lateral única) y portadora suprimida.
- Generación de derivadas de alto orden de un pulso Gaussiano utilizando métodos ópticos.
- Implementación de los subsistemas de Up-Link y Down-Link diseñados en esta tesis como parte de un solo sistema UWB.
- Implementación de un sintetizador de frecuencias con láseres free-running de bajo ancho de línea y compensar las variaciones de fase haciendo uso de electrónica digital de alta velocidad (como los FPGA).

Referencias bibliográficas

- Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition*. Rochester: Wiley.
- Allen, B., Brown, T., & Schewieger, K. (2005). Ultra Wideband: Applications, Technology and Future Perspectives. *International Workshop on Convergent Technologies*, 1-6.
- Al-Raweshidy, S. K. (2002). *Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*. Artech House.
- Arumugam, M. (2001). Optical fiber communication: An overview. *Pramana - Journal of Physics, Vol 57, No's 5 & 6*, 849-869.
- Barry, J. (1990). Performance of Coherent Optical Receivers. *Proceedings of the IEEE, Vol. 78, No. 8*, 1369-1394.
- Capmany, J., Ortega, B., & Pastor, D. (2005). Discrete-Time Optical Processing of Microwave Signals. *JLT, Vol. 23, No. 2,* 703-723.
- Chang, S.-c. (2005). *CMOS 5th Derivate Gaussian Impulse Generator for UWB Applications*. Texas: University of Texas.
- Chavez, M. (2005). Diseño, Implementacion y Caracterizacion de un Fotoreceptor para Sistemas de Transmision de Señales de Radiofrecuencia a traves de Fibra Optica Empleando un Mezclador Optoelectronico (Tesis de Maestria, Centro de Investigacion Cientifica y de Educacion Superior de Ensenada, Baja California). Recuperada de <http://www.biblioteca.cicese.mx>
- Chia-Chin Chong, F. W. (2006). Potential of UWB Technology for the Next Generation Wireless Communications. *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 422-429.
- Cox, C. (2004). Modulation Devices. En C. Charles, *Analog Optical Links Theory and Practice* (págs. 20-49). Cambridge: Cambridge University Press.
- Gardner, F. (2005). *Phaselock techniques*. Palo Alto: Wiley.
- Garrett, I. (1986). Theoretical Analysis of Heterodyne Optical Receiver for Transmission Systems Using (Semiconductor) Lasers with Nonnegligible Linewidth. *Journal of Lightwave Technology, Vol. 4, No. 3*, 323-334.

- Gonzalez, I., & Plettmeier, D. (2010). Simple Remote Heterodyne RoF System for Gigabit per Second Wireless Access. *Journal of Lightwave Technology*, Vol.28, No. 16, 2289-2295.
- Guenec, Y. L., & Gary, R. (2007). Optical Frequency Conversion for Millimeter-Wave Ultra-Wideband-Over-Fiber Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 19, No. 13, 996-998.
- Guenec, Y. L., Maury, G., Voinot, S., & Cabon, B. (2006). All-Optical Frequency Up-Conversion for WLAN over Fibre Applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, No. 3, 421-424.
- Hakki, B. W. (1992). Evaluation of Transmission Characteristics of Chirped DFB Lasers in Dispersive Optical Fiber. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 10, No. 7, 964-970.
- Herzog, F. (2006). *An Optical PLL for Coherent Space Communications*. Wiggoltingen: Swiss Federal Institute of Technology.
- Intel. (2005). Ultra-Wideband (UWB Technology): Enabling high Speed Wireless Personal Area Networks. *White Paper UWB Technology*, 1-7.
- ITU. (2010). *World Telecommunication/ICT Development Report 2010*. Geneva Switzerland: International Telecommunication Union.
- Kazovsky. (1986). Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements. *Journal of Lightwave Technology* Vol. LT-4, No. 2, 182-195.
- Kazovsky. (1996). *Optical Fiber Communication Systems*. Norwood: Artech House.
- Kazovsky, Benedetto, S., & Willner, A. (1996). *Optical Fiber Communication Systems*. Norwood: Artech House.
- Koonen, Garcia, M., & Ng'oma, A. (2008). Perspectives of Radio over Fiber Technologies. *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*, 1-3.
- Li, S. (2007). *UWB RoF System Using Direct Modulated VCSEL*. Waterloo: University of Waterloo.
- Liu, C., Seeds, A., Chadha, J., & P. Stavrinou, G. P. (2003). Bi-Directional Transmission of Broadband 5.2 GHz Wireless Signals Over Fibre Using a Multiple-Quantum-Well

- Asymmetric Fabry-Perot Modulator/Photodetector. *Optical Fiber Communication Conference*, 738-740.
- Llorente, R. (2009). UWB Radio over Fibre in Transparent Optical Networks. *11th International Conference on Transparent Optical Networks*, 1-5.
- Luediger, H., & Zeisberg, S. (2002). UWB Performance Assessment Based on Recent FCC Regulation and Measured Radio Channel Characteristics. *Information Society Technologies Mobile Summit*, 16-19.
- Mynbaev, D., & Scheiner, L. (2001). *Fiber Optic Communications Technology*. New Jersey: Prentice Hall.
- Nekoogar, F. (2005). *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Westford: Prentice Hall.
- Ng'oma, A. (2005). *Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems*. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven.
- Orfanidis, S. (2004). Transmission Lines. En S. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas* (págs. 290-338). New Brunswick: Rutgers University.
- Papoulis, A. (1984). *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 2nd Ed.* New York: McGraw-Hill.
- Popa, A. (2010). An Optimization of Gaussian UWB Pulses. *10th International Conference on Development and Application Systems*, 156-160.
- Rahman, M. S., Lee, J. H., Park, Y., & Kim, K.-D. (2009). Radio over Fiber as a Cost Effective Technology for Transmission of WiMAX Signals. *World Academy of Science, Engineering and Technology* 56, 424-428.
- Ramachandran. (2005). Acquisition of Direct-Sequence Ultra-Wideband Signals. *Wireless Communications and Network Conference*, 13-17.
- Ramos, R. (1992). *Optical Phase-Locked Loops Using Semiconductor Lasers*. London: University College London.
- Rappaport, T. S. (2002). Mobile Radio Propagation: Large-Scale Path Loss. En T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice* (págs. 105-167). Upper Saddle River: Prentice-Hall.
- Ryu, S. (1995). Lasers for Coherent Systems. En S. Ryu, *Coherent Lightwave Communication Systems* (págs. 79-83). Norwood: Artech House.

- Sauer, M., Kobayakov, A., & George, J. (2007). Radio over Fiber for Picocellular Network Architectures. *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 25, No.11, 3301-3320.
- Seeds, A. (2002). Microwave Photonics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 3, 877-887.
- Shami, A. (2009). *Broadband Access Networks: Technologies and Deployments*. New York: Springer.
- Shannon. (1948). A Mathematical Theory of Communications. *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27, 379-423.
- Thakur, M. P., Quinlan, T., & Anas, S. (2009). Triple-Format, UWB-WiFi-WiMax, Radio-Over-Fiber Co- Existence Demonstration Featuring Low-Cost 1308/1564 nm VCSELs and a Reflective Electro-Absorption Transceiver. *Conference on Optical Fiber Communication*, 1-3.
- Wake, D., & Dupont. (2001). Radiofrequency Transmission over Multimode Fibre for Distributed Antenna System Applications. *Electronic Letters*, Vol. 37, No. 17, 1087-1089.
- Wake, D., & Seeds, J. (2001). 32-QAM Radio Transmission Over Multimode Fibre Beyond the Fibre Bandwidth. *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 9-12.
- Wake, D., Al-Raweshidy, H., & Komaki, S. (2002). *Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*. Norwood: Artech House.
- Weisstein, E. W. (2013). *Cosine*. Recuperado el 14 de 1 de 2013, de MathWorld - A Wolfram Web Resource: <http://mathworld.wolfram.com/Cosine.html>
- Welborn, M., & McCorkle, J. (2002). The Importance of Fractional Bandwidth in Ultra Wideband Pulse Design. *IEEE International Conference on Communications*, 753-757.
- Wolaver, D. (1991). *Phase-Locking Loop Circuit Design*. New Jersey: Prentice Hall.
- Yang, L. (2004). Ultra-Wideband Communication: An Ideal Whose Time has Come. *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, No. 6, 26-54.
- Yao, J. (2009). Photonics for Ultrawideband Communication. *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 10, No. 4, 82-95.

Zeng, F., & Yao, J. (2006). Optical Generation and Distribution of UWB Signals. *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings, Vol 4*, 454-455.

Apéndice A: Conceptos básicos de VPI Photonics

Estructura de VPI

El software VPI posee una estructura jerárquica basada en estrellas, galaxias y universos, permitiendo así crear subsistemas dentro de un sistema global (Figura A. 1).

El universo corresponde al sistema principal o superior y engloba a las galaxias y estrellas utilizadas en el sistema, es la jerarquía más alta, es decir no posee conexiones externas. Caso contrario, las estrellas corresponden al nivel de jerarquía más bajo, en ellas se representan los componentes básicos o módulos y no pueden ser activadas a menos que el universo en el que están comprendidas sea ejecutado. En el punto intermedio tenemos a las galaxias, las cuales son un conjunto de estrellas (módulos) conectados entre si, estas poseen puertos de entrada y salida (Port-Holes) lo que les permite interactuar con los niveles superiores. Esto también permite la creación de galaxias anidadas (galaxias dentro de otras galaxias). Al igual que las estrellas, las galaxias solo pueden ser activadas mediante la ejecución del sistema global (universo).

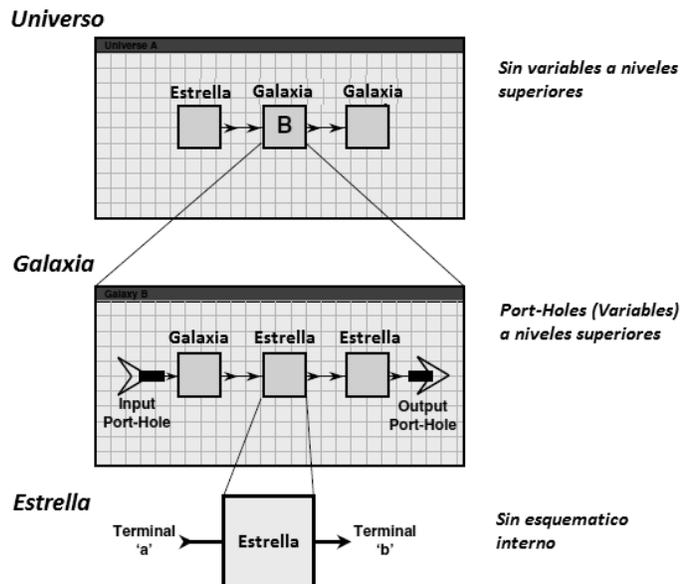


Figura A. 1: Estructura del software VPI Photonics.

Parámetros de simulación de VPI

Para editar los parámetros de simulación es necesario acceder a la ventana de edición de parámetros (PEW: *Parameter Editor Window*). Se puede acceder a esta ventana dando click derecho en el módulo que se desea acceder y seleccionando la opción de “*Edit Parameters*” o con un doble click en el módulo.

Estos parámetros son establecidos de manera jerárquica, por lo que cualquier parámetro que sea compartido por más de un módulo, aun si este se utiliza en diferentes niveles, tomara el valor del nivel más alto en el cual este es utilizado.

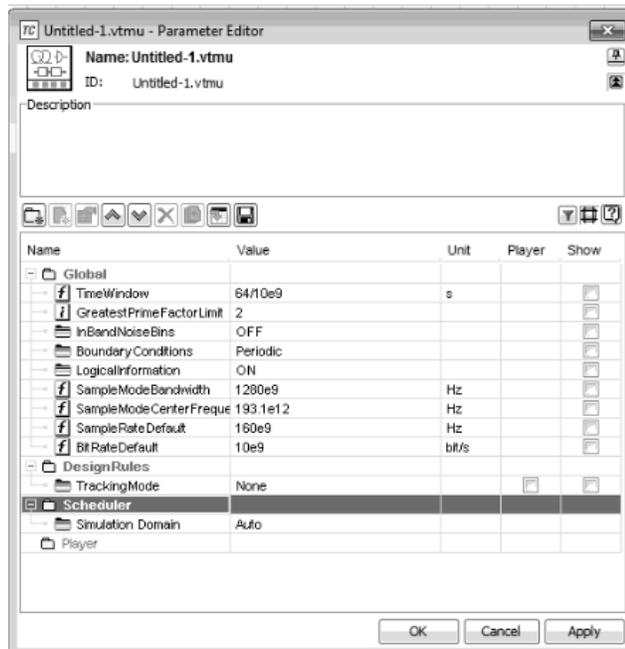


Figura A. 2: Ventana de edición de parámetros.

Parámetros globales

Además de los parámetros que pueden ser definidos por el usuario para ser usados por todos los modulos en una simulación, VPI provee un conjunto de parámetros globales preestablecidos, los cuales son muy importantes para la operación correcta y eficiente del simulador. Los más relevantes para los propósitos de este trabajo son:

- *TimeWindow*: Este parámetro establece el periodo en el cual un bloque de datos es representado. Este tiempo fija la resolución espectral de las señales simuladas, como por ejemplo la resolución espectral mostrada.
- *LogicalInformation*: Esta es una herramienta utilizada por VPI para enviar la información entre módulos dentro de la misma simulación. Esto elimina la necesidad de algunas conexiones entre transmisores y algunos módulos como los estimadores de BER, módulos de recuperación de reloj y en analizador de canal.
- *SampleRateDefault*: Especifica la frecuencia de muestreo cuando se trabaja en Modo Bloque. Se define como el número de muestras tomadas por segundo y determina la frecuencia máxima que puede ser simulada.
- *BitRateDefault*: Define la tasa de transmisión estableciendo el parámetro de *BitRate* de los emisores, generadores de bit, etc. a este valor.

Restricciones en los parámetros globales

Dado a que el software VPI hace uso del algoritmo FFT, cuando se trabaja con señales periódicas una serie de restricciones deben de ser consideradas. Primero, el número de muestras por ventana de tiempo debe de ser un número potencia de 2. Esta condición impone una limitación cuando se elige la ventana de tiempo y la tasa de muestreo como se expresa a continuación:

$$\#Samples = TimeWindow \cdot SampleRate = 2^n \quad (67)$$

Adicionalmente, la resolución de tiempo debe de ser considerada de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$dt = \frac{1}{SampleRateDefault} \quad (68)$$

Haciendo uso de la ecuación anterior es posible determinar la máxima frecuencia de simulación la cual queda definida como:

$$f_{MAX} < \frac{1}{2dt} = \frac{SampleRateDefaultl}{2} \quad (69)$$

Finalmente, la resolución en frecuencia estará dada por la expresión:

$$df = \frac{1}{TimeWindow} \quad (70)$$

Una selección apropiada de la ventana de tiempo es requerida para obtener una señal espectral correcta. Al mismo tiempo, la ventana de tiempo determina la frecuencia de simulación mínima dada por la ecuación (71), ya que el periodo T de la señal simulada siempre debe de ser menor que la ventana de tiempo.

$$f_{MIN} > \frac{1}{TimeWindow} \quad (71)$$

Configuración de barrido

VPI ofrece la posibilidad de realizar barridos de parámetros y permite el monitoreo del desempeño del sistema para diferentes configuraciones de un parámetro dado. De esta forma es posible detectar la influencia de un parámetro específico en el comportamiento del esquema.

VPI permite la creación de barridos de parámetros específicos dentro del PEW del módulo que contiene el valor que queremos barrer. Para crear este tipo de barrido tenemos que abrir el PEW del módulo que presenta este parámetro, posteriormente presionar click derecho en el parámetro deseado y finalmente seleccionar “*Create Sweep Control*”

Este proceso abrirá una ventana de definición de controles (DCW: *Define Control Window*) donde es posible definir el tipo y el rango del barrido deseado. Hay cuatro modos diferentes de control: modo continuo, lista, aleatorio y expresión. De los cuales, durante el desarrollo de este proyecto se utilizaron los que se describen a continuación:

- *Continuous Mode*: En este modo es necesario especificar el nombre de la variable de control, los límites superior e inferior del barrido así como el tipo de división (número de incrementos, tamaño del incremento o el porcentaje del

límite superior menos el límite inferior) y el valor de división (el número de incrementos que el barrido va a tomar).

- *List Mode*: Este modo de control tiene dos entradas, en la primera se especifica un archivo el cual contiene los valores de entrada deseados. La segunda permite ingresar los datos manualmente. Las entradas deben ser compatibles con el tipo de dato utilizado.

Cosimulación en VPI

Una característica especial de *VPI Photonics* es la cosimulación, en la cual una parte de la simulación es realizada por una aplicación distinta a *VPI Photonics*. Por lo que parte de la simulación puede ser procesada utilizando lenguaje de programación, como por ejemplo MatLab, incluso señales análogas pueden ser manejadas por otro software de simulación y posteriormente integradas a la simulación.

El modulo principal que permite la cosimulación es llamado *Cosiminterface* y se muestra en la siguiente figura.



Figura A. 3: Modulo Cosiminterface de VPI Photonics.

Para ejecutar un código de programación, el código debe primero ser adjuntado al folder “Input” del esquemático que contiene el módulo de cosimulación y la función principal del código debe ser indicada en el parámetro *RunCommand* dentro de la PEW del módulo, como se muestra en la Figura A. 4.

En este caso la variable “output” tomara el valor entregado por la función *VPIGaussian5d*, este nombre es el mismo que el del archivo de MatLab que se incluyó en el folder “Input”.

VPI Photonics proporciona otros módulos de cosimulación que actúan como entradas y salidas del módulo de cosimulación. Estos se utilizan para indicar el tipo de datos que serán insertados o extraídos del bloque de cosimulación, que pueden ser señales ópticas o eléctricas, números complejos, etc. Como ejemplo, en la **Error! Reference source not found.** se muestra la interconexión del módulo *Cosiminterface* con una salida eléctrica (*CosimOutputElec*).

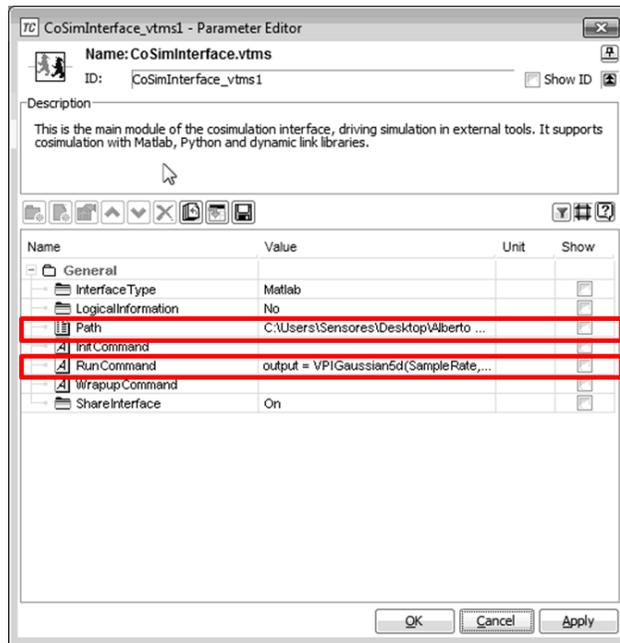


Figura A. 4: PEW del módulo de cosimulación.

De esta manera la señal eléctrica generada en MatLab puede ser procesada por los módulos de *VPI Photonics*. El módulo de *Cosiminterfase* es la clave para realizar las simulaciones de este capítulo, ya que actúa como interface para acceder los códigos de MatLab programados para este trabajo, que contienen el pulso Gaussiano obtenido en la implementación experimental, así como la quinta derivada Gaussiana generada analíticamente.



Figura A. 5: Figura - Interconexión de cosimulación para procesamiento de señales eléctricas.

Apéndice B: Desajuste de polarización

El estado de polarización de la señal óptica no desempeña ningún papel en los receptores de detección directa simplemente porque la fotocorriente generada en dichos receptores depende únicamente del número de fotones incidentes. Este no es el caso para los detectores coherentes, cuya operación requiere que el estado de polarización del oscilador local sea igual que el estado de la polarización de la señal recibida. El requerimiento de polarización puede ser entendido del análisis de la sección IV.3.1 en donde el uso de los campos eléctricos escalares E_s y E_{LO} se asume implícitamente el mismo estado de polarización para ambos campos ópticos. Si \hat{e}_s y \hat{e}_{lo} representan los vectores unitarios en dirección de la polarización de E_s y E_{LO} respectivamente, el término de batimiento de la ecuación (34) contiene un factor adicional, $\text{Cos}\theta$, donde θ es el ángulo que existe entre los vectores \hat{e}_s y \hat{e}_{lo} .

$$I(t) = \mathbb{R}(P_S + P_{LO}) + 2\mathbb{R}\sqrt{P_S P_{LO}} \cdot \text{Cos}\theta \cdot \text{Cos}(\omega_C + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (72)$$

Ya que el término de interferencia es el que determina la potencia de la señal trasladada en frecuencia, cualquier cambio en θ de su valor ideal $\theta = 0$ reduce la potencia de la señal. En particular, si los estados de polarización de E_s y E_{LO} son ortogonales entre sí ($\theta = 90$), la señal desaparece completamente (Agrawal, 2002).

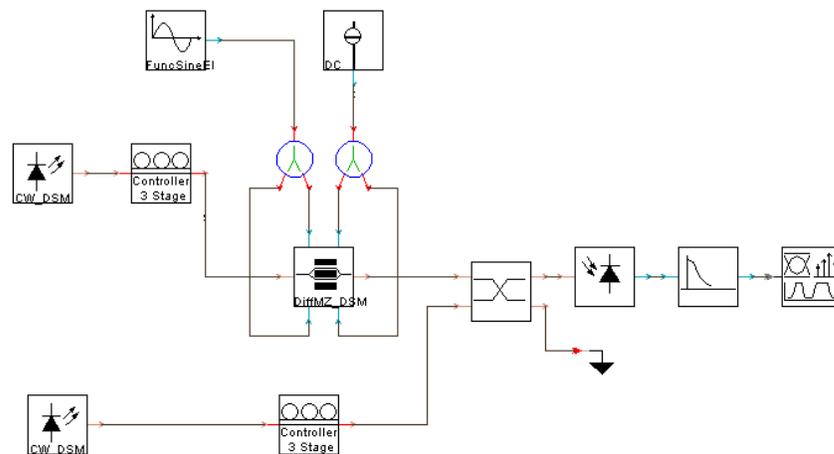


Figura B. 1: Esquemático implementado para observar el efecto de los desajustes de polarización.

Haciendo uso del software *VPI Photonics* se implementó el esquemático que se muestra en la Figura B. 1, el cual muestra la potencia de la frecuencia de batimiento de dos láseres emitiendo libremente a los cuales se les controla el estado de polarización con un polarizador óptico de 3 etapas. Esto es importante ya que al torcer o doblar una fibra óptica, su sección transversal se verá afectada por diversos esfuerzos que la deforman y causan una birrefringencia pequeña que cambia el estado de polarización.

Estas torsiones pueden ser causadas durante el proceso de instalación de la fibra o por cambios de temperatura. Por lo que el estado de polarización de la luz del otro extremo de la fibra puede o no ser el mismo que a la entrada de esta.

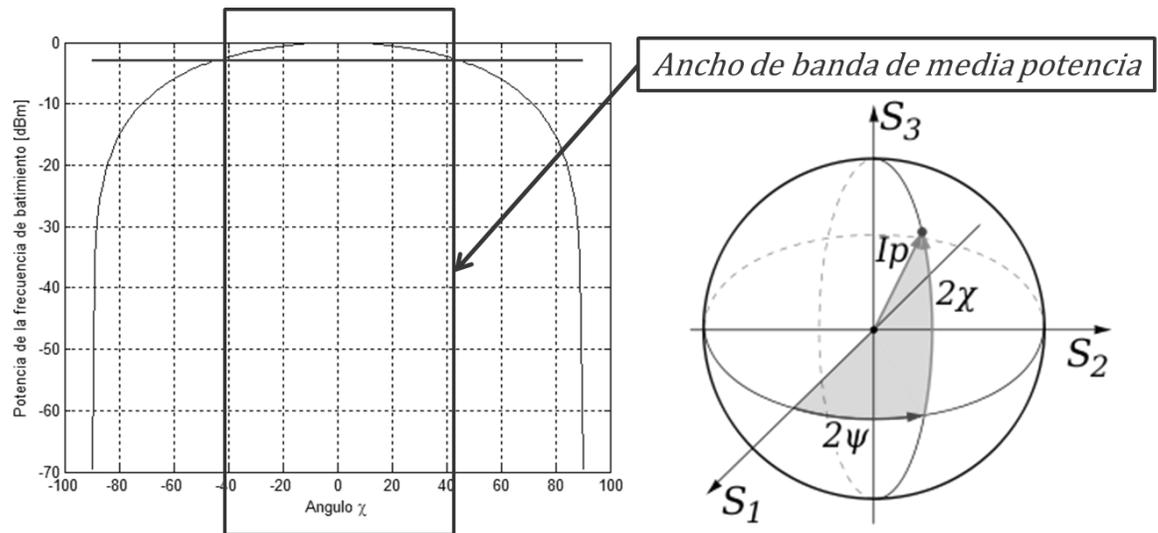


Figura B. 2: Variación en la potencia de la frecuencia batimiento ocasionado por desajustes de polarización.

De la figura anterior puede observarse que un desajuste de polarización de 40 grados, la potencia de la frecuencia de batimiento se reduce a la mitad, por lo que es deseado que ambas señales tengan el mismo estado de polarización a la entrada del fotodetector. Para lograr esto, se utilizaron controladores de polarización a la salida de los láseres utilizados.