

Universidad Católica
ANDRÉS BELLO



Universidad Católica Andrés Bello

Facultad de Ingeniería

Escuela Ingeniería de Telecomunicaciones



**DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE
COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE
SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN
SATELITAL.**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

Presentado ante la

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

Como parte de los requisitos para optar al título de

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

REALIZADO POR: *Córcega, Wilfredo*

PROFESOR GUIA: *Ing. Pantsios, Carlos.*

FECHA: 24 de septiembre de 2012

Universidad Católica
ANDRÉS BELLO



Universidad Católica Andrés Bello

Facultad de Ingeniería

Escuela Ingeniería de Telecomunicaciones



**DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE
COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE
SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN
SATELITAL.**

REALIZADO POR: *Córcega, Wilfredo*

PROFESOR GUIA: *Ing. Pantsios, Carlos.*

FECHA: 24 de septiembre de 2012

Universidad Católica
ANDRÉS BELLO



Universidad Católica Andrés Bello

Facultad de Ingeniería

Escuela Ingeniería de Telecomunicaciones



**DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE
COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE
SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN
SATELITAL.**

**Este Jurado; una vez realizado el examen del presente trabajo ha evaluado su
contenido con el resultado: VEINTE (20) PUNTOS Y MENCIÓN PUBLICACIÓN**

JURADO EXAMINADOR

Firma:

Firma:

Firma:

Nombre: Ing Carlos Pantsios Nombre: Ing Javier Barrios Nombre: Ing Berardo Di Attanasio

REALIZADO POR: *Córcega, Wilfredo*

PROFESOR GUIA: *Ing. Pantsios, Carlos.*

FECHA: 24 de septiembre de 2012

Dedicatoria.

A mis padres y hermano: Nuestros retos individuales siempre los enfrentamos juntos por eso las victorias y los tropiezos siempre son de los cuatro. Gracias por siempre estar ahí para mí.

A mi abuela Ofelia quien me sigue cuidando desde el cielo.

Agradecimientos

Quiero agradecerle a Dios y a la Virgen del Valle por haber iluminado el camino para lograr esta meta.

Agradezco al profesor Carlos Pansios, al Ingeniero Daniel Almarza, al Ingeniero Michele Ciampagna y a todo el personal técnico del Centro de Transmisiones de Directv Venezuela por su amistad y apoyo en cada una de las fases hacia la exitosa culminación de este proyecto.

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

Corcega, Wilfredo

wcorcega@est.ucab.edu.ve

RESUMEN

En este proyecto se proponen dos infraestructuras de comunicaciones ópticas (una basada en multiplexación espacial y otra basada en multiplexación DWDM) para el transporte de señales de TV *broadcasting* en el subsistema de recepción de una de las empresas más importantes de televisión satelital por suscripción en América Latina y el Caribe. Ambas soluciones fueron evaluadas desde el punto de vista técnico (mediante diversas figuras de merito que combinan los efectos de los diversos dispositivos ópticos usados con las características eléctricas de la señal RF) y económico y demostraron ser alternativas válidas, cuya implementación permitirá obtener mejoras substanciales en comparación con las implementaciones tradicionales basadas en el despliegue en cable coaxial, que se caracterizan por altos niveles de atenuación e interferencias, así como, por la ocupación de mucho espacio en los ductos que soportan el cableado. Los resultados obtenidos apuntan a que los beneficios de estas alternativas ópticas se harán aún más evidentes en la medida en que la distancia entre las antenas y la ubicación de los receptores satelitales sea mayor, debido a la baja atenuación por unidad de longitud que ofrecen las soluciones en fibra óptica, a la ausencia básica de ruido en estos sistemas y a la inmunidad de los mismos con respecto a las interferencias electromagnéticas. A lo largo de este proyecto se mantuvo un enfoque que parte desde las generalidades del diseño hacia la satisfacción de los requerimientos específicos de la empresa, lo que permite que los resultados obtenidos puedan ser fácilmente aplicables al sistema de recepción satelital de cualquier estación de distribución de señales o “cabecera de sistema de cable”.

Palabras claves: enlaces ópticos analógicos, multiplexación DWDM, multiplexación espacial, subsistema de recepción satelital.

Índice General

DEDICATORIA	I
AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ÍNDICE GENERAL	III
ÍNDICE DE FIGURAS.....	VI
ÍNDICE DE TABLAS.....	IX
INTRODUCCIÓN	XI
CAPÍTULO I PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO.....	1
I.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	1
I.1. OBJETIVOS:.....	3
<i>I.1.1. Objetivo General</i>	3
<i>I.1.2. Objetivos específicos:</i>	3
I.2. ALCANCES Y LIMITACIONES:	3
CAPÍTULO II MARCO TEÓRICO	5
II.1 TRANSMISORES ÓPTICOS.....	6
<i>II.1.1 Funcionamiento del Laser</i>	7
<i>II.1.2 Tipos de Laser.</i>	9
<i>II.1.3 Corriente de umbral y pendiente de eficiencia.</i>	10
<i>II.1.4 Modulación analógica de portadoras ópticas.</i>	12
II.2 FIBRA ÓPTICA COMO MEDIO DE COMUNICACIÓN.	15
<i>II.2.1 Propagación de la luz en la fibra óptica.</i>	15
<i>II.2.2 Fibras monomodo y multimodo.</i>	17
<i>II.2.3 Ecuación de propagación.</i>	19
II.3 RECEPTORES ÓPTICOS.	27
II.4 TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN.	29
<i>II.4.1 Multiplexación por división en longitud de onda.</i>	29
II.5 RUIDOS EN LOS ENLACES ÓPTICOS ANALÓGICOS.....	30
<i>II.5.1 Ruido térmico</i>	30

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL
TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

II.5.2 Ruido de disparo.....	31
II.5.3 Ruido de Intensidad Relativa.....	31
CAPÍTULO III METODOLOGÍA Y DESARROLLO	33
III.1 RECOPIACIÓN, CLASIFICACIÓN Y ESTUDIO DE LA INFORMACIÓN Y TEORÍA REFERENTE A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS POR FIBRA PARA EL TRANSPORTE SEÑALES RF.	33
III.2 LEVANTAMIENTO DE INFORMACIÓN EN LA EMPRESA.....	34
III.2.1 Descripción del patio de antenas.....	34
III.2.2 Características de la señal RF a transportar.....	36
III.2.3 Descripción de las salas de recepción.....	38
III.3 DETERMINACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN Y MULTIPLEXACIÓN PARA ENLACES ÓPTICOS VIABLES PARA EL PROYECTO.	43
III.4 DEFINICIÓN DE LAS TOPOLOGÍAS DE RED ÓPTICA.	44
III.5 SELECCIÓN Y DESCRIPCIÓN DE LOS EQUIPOS Y CABLES ÓPTICOS.....	48
III.5.1 Solución basada en la multiplexación espacial.....	48
III.5.2 Solución basada en multiplexación DWDM.....	54
III.6 ANÁLISIS DE RENDIMIENTO DE LAS SOLUCIONES PLANTEADAS.	58
III.6.1 Enlace Intrínseco.....	59
III.6.2 Sistema completo o enlace total (enlace intrínseco y amplificadores)	68
III.6.3 Relación portadora a ruido y portadora a interferencia.	71
III.7 SIMULACIÓN DE LAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	73
III.7.1 Simulación de la solución basada en multiplexación espacial.....	74
III.7.2 Simulación de la solución basada en multiplexación DWDM.....	76
III.8 ANÁLISIS ECONÓMICO DE LAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	79
CAPÍTULO IV RESULTADOS	81
IV.1 DESPLIEGUE DE LAS SOLUCIONES.	81
IV.1.1 Solución basada en multiplexación espacial.	81
IV.1.2 Solución basada en multiplexación DWDM.	94
IV.2 COMPARACIÓN TÉCNICA DE LAS SOLUCIONES.	102
IV.2.1 Ganancia.	103
IV.2.2 Figura de ruido.	106
IV.2.3 Margen dinámico libre de espúreas.....	108
IV.2.4 Relación portadora a ruido y portadora a interferencia	113

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL
TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

<i>IV.2.5 Resultados de las simulaciones.....</i>	<i>114</i>
IV.3 COMPARACIÓN ECONÓMICA DE LAS SOLUCIONES.	126
CAPÍTULO V CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	130
V.1 CONCLUSIONES.	130
V.2 RECOMENDACIONES.....	132
CAPÍTULO VI BIBLIOGRAFÍA	134

Índice de figuras

FIGURA II-1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN TRANSMISOR ÓPTICO.....	6
FIGURA II-2 GRÁFICA REPRESENTATIVA DE LA POTENCIA ÓPTICA DE SALIDA DE UN LASER SEMICONDUCTOR ($P_{L,o}$) EN FUNCIÓN DE LA CORRIENTE DEL LASER (I_L), CON UNA CORRIENTE DE UMBRAL (I_T) Y DE BIASING (I_B).....	11
FIGURA II-3 DIAGRAMA DE UN SISTEMA IMDD PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES RF.	14
FIGURA II-4 PROPAGACIÓN GUIADA DE LA LUZ EN UNA FIBRA ÓPTICA A TRAVÉS DEL FENÓMENO DE REFLEXIÓN TOTAL INTERNA.....	17
FIGURA II-5 ENSANCHAMIENTO DE LA SEÑAL DEBIDO A LA DISPERSIÓN CROMÁTICA	21
FIGURA II-6 DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN RECEPTOR ÓPTICO.	27
FIGURA III-1 PATIO DE ANTENAS DEL CENTRO DE TRANSMISIONES (VISTA AÉREA).....	35
FIGURA III-2 ESPECTRO DE FRECUENCIA DE UNA SEÑAL RF BANDA L RECIBIDA DESDE SATÉLITE GALAXY 23.	37
FIGURA III-3 MEDICIÓN DE POTENCIA DE LA SEÑAL BANDA L PROVENIENTE DEL SATÉLITE INTELSAT-9 POLARIZACIÓN VERTICAL A LA ENTRADA DEL IRD.	40
FIGURA III-4 DIAGRAMA DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.....	46
FIGURA III-5 DIAGRAMA DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM.	47
FIGURA III-6 MODELO CIRCUITAL DE RUIDO PARA EL ENLACE ÓPTICO ANALÓGICO IMDD CON MODULACIÓN DIRECTA....	63
FIGURA III-7 DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS GLOBALES.	74
FIGURA III-8 DIAGRAMA DE CONEXIÓN DE LOS COMPONENTES PARA LA SIMULACIÓN DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	76
FIGURA III-9 DIAGRAMA DE CONEXIÓN DE LOS COMPONENTES DEL SUBSISTEMA "LNB OUT".....	77
FIGURA III-10 DIAGRAMA DE CONEXIÓN DE LOS COMPONENTES PARA LA SIMULACIÓN DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM.....	78
FIGURA IV-1 UBICACIÓN DE LOS GABINETES EN LOS PATIOS DE ANTENAS DEL CENTRO DE TRANSMISIONES.....	82
FIGURA IV-2 CHASIS DE 3 RU Y 16 RANURAS (MODELO: OT-CC-16F, MARCA: EMCORE).	83
FIGURA IV-3 PANEL PARA CONECTORES SC/APC DE 12 FIBRAS, INSTALABLE EN CCH.....	84
FIGURA IV-4 DISPOSICIÓN DE LOS EQUIPOS EN EL RACK DEL GABINETE DEL PATIO DE ANTENAS A. (SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL)	85
FIGURA IV-5 CASETE DE EMPALME MARCA CORNING.	86
FIGURA IV-6 DISPOSICIÓN DE LOS EQUIPOS EN EL RACK DE LA SALA DE RECEPCIÓN A. (SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL)	87
FIGURA IV-7 ELEMENTOS DE UN <i>FANOUT KIT</i>	90
FIGURA IV-8 DIAGRAMA DE CONEXIONES DE FIBRAS PARA A SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.....	92

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

FIGURA IV-9 DISPOSICIÓN DE LOS EQUIPOS EN EL RACK DEL GABINETE DEL PATIO DE ANTENAS A. (SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM).	96
FIGURA IV-10 DIAGRAMA DE CONEXIONES DE FIBRAS PARA LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	98
FIGURA IV-11 DISPOSICIÓN DE LOS EQUIPOS EN EL RACK DE LA SALA DE RECEPCIÓN A. (SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM).	99
FIGURA IV-12 GRÁFICA DE LA POTENCIA ÓPTICA EN FUNCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL ENLACE INTRÍNSECO DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	104
FIGURA IV-13 GRÁFICA DE LA POTENCIA ÓPTICA EN FUNCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL ENLACE INTRÍNSECO DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM.	105
FIGURA IV-14 GRÁFICA DEL VALOR DE LA FIGURA DE RUIDO EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR PARA AMBAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	108
FIGURA IV-15 GRÁFICA DEL VALOR DEL PARÁMETRO IIP_3 DEL SISTEMA EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR PARA AMBAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	111
FIGURA IV-16 GRÁFICA DEL VALOR DEL $SFDR_3$ DEL SISTEMA POR UNIDAD DE ANCHO DE BANDA EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR PARA AMBAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	112
FIGURA IV-17 GRÁFICA DEL VALOR DEL $SFDR_3$ DEL SISTEMA POR CANAL DE 36 MHz EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR PARA AMBAS SOLUCIONES PROPUESTAS.	113
FIGURA IV-18 RESULTADO DE LA MEDICIÓN DE LA SEÑAL A LA SALIDA DEL SUBSISTEMA “LNB Out” EN UN ANCHO DE BANDA DE 500 MHz CON FRECUENCIA CENTRAL 1250 MHz UTILIZANDO EL ANALIZADOR DE PORTADORA ELÉCTRICA. (SIMULACIÓN USANDO EL SOFTWARE OPTISYSTEM)	114
FIGURA IV-19 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA ENTRADA DEL LASER. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL)	115
FIGURA IV-20 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA A LA ENTRADA DEL LASER. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL).....	116
FIGURA IV-21 SEÑAL ÓPTICA A LA SALIDA DEL LASER EN EL DOMINIO DEL TIEMPO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL) 116	
FIGURA IV-22 SEÑAL ÓPTICA A LA SALIDA DEL LASER EN EL DOMINIO DEL FRECUENCIA. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL)	116
FIGURA IV-23 SEÑAL ÓPTICA A LA ENTRADA DEL FOTORECEPTOR EN EL DOMINIO DEL TIEMPO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL).....	117
FIGURA IV-24 SEÑAL ÓPTICA A LA ENTRADA DEL FOTORECEPTOR EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL).....	117
FIGURA IV-25 FIGURA 25 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL).....	118

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

FIGURA IV-26 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. EN AZUL LA SEÑAL, EN VERDE EL RUIDO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL).....	118
FIGURA IV-27 RESULTADOS DEL ANALIZADOR DE PORTADORA ELÉCTRICA DE PUERTO DUAL CONECTADO A LA ENTRADA Y A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. ESPACIAL)	119
FIGURA IV-28 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA ENTRADA DEL LASER (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	120
FIGURA IV-29 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA A LA ENTRADA DEL LASER. EN AZUL LA SEÑAL, EN VERDE EL RUIDO (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	120
FIGURA IV-30 SEÑAL ÓPTICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL LASER (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM)..	120
FIGURA IV-31 SEÑAL ÓPTICA EN EL DOMINIO EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA A LA SALIDA DEL LASER (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	121
FIGURA IV-32 SEÑAL ÓPTICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL MUX DWDM (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	121
FIGURA IV-33 SEÑAL ÓPTICA A LA SALIDA DEL MUX DWDM EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	122
FIGURA IV-34 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES REALIZADAS CON EL ANALIZADOR WDM DUAL (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	123
FIGURA IV-35 ESTADÍSTICAS GENERADAS POR EL ANALIZADOR WDM DUAL (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).....	123
FIGURA IV-36 SEÑAL ÓPTICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL 8VO CANAL DEL DEMUX DWDM (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	124
FIGURA IV-37 SEÑAL ÓPTICA A LA SALIDA DEL 8VO CANAL DEL DEMUX DWDM EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	124
FIGURA IV-38 SEÑAL ELÉCTRICA (SIN RUIDO) EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	125
FIGURA IV-39 SEÑAL ELÉCTRICA (EN EL DOMINIO DEL TIEMPO A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM).	125
FIGURA IV-40 SEÑAL ELÉCTRICA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. EN AZUL LA SEÑAL, EN VERDE EL RUIDO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM)	125
FIGURA IV-41 RESULTADOS DEL ANALIZADOR DE PORTADORA ELÉCTRICA DE PUERTO DUAL CONECTADO A LA ENTRADA Y A LA SALIDA DEL SISTEMA PROPUESTO. (SIMULACIÓN SOL. MUX. DWDM)	126

Índice de tablas

TABLA III-1 CUADRO RESUMEN ANTENAS DE RECEPCIÓN SATELITAL DEL CENTRO DE TRANSMISIONES.	36
TABLA III-2 CUADRO RESUMEN CÁLCULOS DE POTENCIA DE CADA SEÑAL RF A LA SALIDA DE SU RESPECTIVO LNB.	41
TABLA III-3 ESPECIFICACIONES DEL TRANSMISOR UTILIZADO EN LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL. ...	50
TABLA III-4 ESPECIFICACIONES DEL RECEPTOR UTILIZADO EN LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	51
TABLA III-5 CANALES DEFINIDOS EN LA RECOMENDACIÓN G.694.1 DE LA ITU QUE VAN A SER UTILIZADOS EN LA SOLUCIÓN DWDM.	55
TABLA III-6 ESPECIFICACIONES DEL TRANSMISOR UTILIZADO EN LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM.	55
TABLA III-7 ESPECIFICACIONES Mux/DeMux DWDM DE 16 ENTRADAS, FABRICANTE EMCORE.	57
TABLA IV-1 PLAN DE EMPALMES Y TERMINACIÓN DE LOS HILOS DE FIBRA PARA LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	88
TABLA IV-2 EQUIPOS NECESARIOS EN CADA LOCACIÓN PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL.	93
TABLA IV-3 EQUIPOS NECESARIOS EN CADA LOCACIÓN PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM.	101
TABLA IV-4 GANANCIA DEL ENLACE INTRÍNSECO EN FUNCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LOS EQUIPOS SELECCIONADOS PARA CADA SOLUCIÓN.	103
TABLA IV-5 FOTOCORRIENTE EN FUNCIÓN DE LA POTENCIA ÓPTICA EN EL RECEPTOR Y DE LOS PARÁMETROS DE LOS EQUIPOS SELECCIONADOS PARA CADA SOLUCIÓN.	105
TABLA IV-6 GANANCIA DEL SISTEMA EN FUNCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LOS EQUIPOS SELECCIONADOS PARA CADA SOLUCIÓN.	106
TABLA IV-7 RESULTADOS DE LOS CÁLCULOS DEL VALOR EIN DE CADA FUENTE DE RUIDO Y DE LA FIGURA DE RUIDO DEL ENLACE INTRÍNSECO PARA AMBAS SOLUCIONES PRESENTADAS.	107
TABLA IV-8 RESULTADOS DEL CÁLCULO DEL SFDR EN EL ENLACE INTRÍNSECO EN FUNCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LOS EQUIPOS SELECCIONADOS PARA CADA SOLUCIÓN.	109
TABLA IV-9 PARÁMETROS UTILIZADOS PARA DETERMINAR EL VALOR DEL IIP3 DEL SISTEMA EN FUNCIÓN DE LA GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR.	111
TABLA IV-10 RELACIÓN PORTADORA DE CANAL A RUIDO Y PORTADORA DE CANAL A INTERFERENCIA A LA SALIDA DEL SISTEMA DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL. ($AB_{canal} = 36\text{ MHz}$, $G_{sist} = -1,4\text{ dB}$, $N_{out} = -56,1\text{ dBm}$, $IIP3_{sist} = -10\text{ dBm}$).	113
TABLA IV-11 RELACIÓN PORTADORA DE CANAL A RUIDO Y PORTADORA DE CANAL A INTERFERENCIA A LA SALIDA DEL SISTEMA DE LA SOLUCIÓN BASADA EN MULTIPLEXACIÓN DWDM. ($AB_{canal} = 36\text{ MHz}$, $G_{sist} = -5,7\text{ dB}$, $N_{out} = -61,3\text{ dBm}$, $IIP3_{sist} = 1,1\text{ dBm}$).	114

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL
TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

TABLA IV-12 COSTO DE LA INVERSIÓN INICIAL DE LA SOLUCIÓN BASADA EN LA MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL. 127

TABLA IV-13 COSTO DE LA INVERSIÓN INICIAL DE LA SOLUCIÓN BASADA EN LA MULTIPLEXACIÓN DWDM. 128

TABLA IV-14 RESULTADO DEL ANÁLISIS DE COSTO CAPITALIZADO DE LAS ALTERNATIVAS PROPUESTAS..... 129

INTRODUCCIÓN

La televisión por suscripción (y en particular la satelital) se ha constituido desde hace algún tiempo como una de las formas de entretenimiento, cultura e información más importantes a nivel mundial y en particular en Venezuela. El masivo y creciente consumo de este servicio viene de la mano con un nivel de exigencia muy alto por parte de los usuarios que demandan constantemente más calidad y más canales. Además de esto, la evolución de la plataforma de televisión de *broadcasting* terrestre hacia un sistema digital técnicamente impecable que permite la aparición de un mayor número de canales, con mejor calidad y con beneficios como la interactividad hacen que las operadoras de televisión por suscripción deban constantemente implementar nuevas tecnologías en cada una de las diversas áreas de su plataforma con el fin de satisfacer e incluso exceder las expectativas de los usuarios y hacerse con un lugar en la vanguardia de este mercado tan competitivo.

Precisamente en este sentido, el objetivo de este trabajo es desarrollar soluciones que representen una mejora considerable en el sistema de recepción de la plataforma de una de las empresas de televisión satelital por suscripción más importantes en toda América y la número uno en Venezuela con miras a la expansión necesaria para satisfacer la meta de duplicar o incluso triplicar el número de canales y servicios que esta empresa pone a la disposición para el disfrute de sus usuarios.

Las infraestructuras de comunicaciones ópticas que se plantean en este trabajo están basadas en técnicas de enlaces ópticos analógicos. Este término pudiera generar cierta confusión ya que es bien sabido que la información que se recibe en el caso de estudio está digitalizada y modulada en una portadora de RF, ante esta situación se quiere dejar claro desde un principio que en este trabajo se usa el término “enlace óptico analógico” para referirse a aquel enlace en el cual la profundidad o índice de modulación óptica es del alrededor del 10%. Esto representa una notable diferencia con respecto a los enlaces ópticos digitales en los cuales se puede manejar una profundidad de modulación cercana al 100%. En otras palabras, es un enlace en

donde se utilizan técnicas que permiten la modulación de una señal RF sobre una portadora óptica. El uso de este tipo de infraestructura tiene como ventajas su transparencia en cuanto a la técnica de modulación utilizada en la señal RF, así como, extenso ancho de banda, baja atenuación, inmunidad a las interferencias electromagnéticas, bajo costo de mantenimiento, facilidad en cuanto a la instalación y la escalabilidad entre muchas otras.

Todo este contexto se presenta con el fin de preparar al lector y facilitarle la comprensión del objetivo del proyecto desarrollado y para el cual se optó por seguir una metodología que permite satisfacer los requerimientos específicos de esta empresa pero partiendo de un enfoque lo suficientemente general para permitir que los resultados obtenidos puedan ser fácilmente aplicables al sistema de recepción de cualquier “cabecera de cable”. Es importante destacar, que lo que se busca en este trabajo es confeccionar la infraestructura más adecuada con equipos que se encuentren disponibles en el mercado y por ello el trabajo no se concentra en diseñar equipos para esta aplicación sino en predecir y evaluar el desempeño de la solución a través del cálculo de diversos parámetros de rendimiento definidos y presentados a lo largo del trabajo y la posterior simulación de la solución usando software especializado.

El presente escrito está dividido en seis capítulos, a lo largo de los cuales se detallan todos los elementos relacionados con el desarrollo de estas soluciones. En el primer capítulo se plantea el problema a resolver, incluyendo los objetivos, los alcances y limitaciones de este proyecto. En el capítulo siguiente se presenta el resultado de una investigación documental sobre los sistemas de comunicaciones ópticas en la cual se trató de enfocar el estudio, en la medida de lo posible, solo hacia los enlaces analógicos. El tercer capítulo describe la metodología empleada, detallando el desarrollo de cada una de las 8 fases en las que se dividió la ejecución de este trabajo. En el cuarto capítulo se presentan los resultados obtenidos y que dan origen a las conclusiones y recomendaciones presentadas en el capítulo siguiente. Finalmente en el sexto capítulo se listan todas las referencias bibliográficas consultadas .

Capítulo I Planteamiento del proyecto

I.1 Planteamiento del problema

Una de las empresas¹ más importantes en la prestación del servicio de televisión vía satélite directo al hogar en América Latina y el Caribe se ha caracterizado por mantenerse desde sus inicios a la vanguardia del mercado con la implementación de nuevas tecnologías y su compromiso de ofrecer el mejor servicio a sus clientes. En este sentido y teniendo como meta la expansión de la plataforma de televisión satelital de esta empresa a fin de duplicar o incluso triplicar el número de canales que se ofrecen, se ha planteado la necesidad de evaluar una posible migración del cable coaxial hacia la fibra óptica como medio de transmisión en el sistema de TVRO (*television reception only*) de su Centro de Transmisiones en Venezuela así como el dimensionamiento de una nueva sala de adquisición de señales que permita cubrir los requerimientos que exige el crecimiento del servicio prestado por esta empresa.

Actualmente dicha plataforma de televisión satelital está diseñada para 100 canales de televisión que se reciben, en su gran mayoría, vía satelital y que luego de ser procesados son retransmitidos para el disfrute de los usuarios del servicio (suscriptores). Las señales adquiridas en las antenas de recepción satelital son aplicadas a los LNB y luego transmitidas en banda L hasta la sala donde se encuentran los receptores (IRDs), usando cable coaxial como medio de transmisión. La planta externa en cable coaxial obliga a tener que lidiar con los problemas de atenuación y de interferencias que se producen en las señales que se transportan por este medio y, además, fuerza al uso de la ecualización de banda.

Por otra parte, se ha planteado la necesidad de estudiar alternativas a la implementación del cable coaxial como medio de transmisión para el transporte desde

¹ Se reserva el nombre de la empresa por fines de confidencialidad de la información y razones legales referentes al uso de la marca.

las antenas hasta la nueva sala de adquisición de señales proyectada con miras a la expansión de la plataforma ya que conllevaría una duplicación en la cantidad de cables y esto no puede ser soportado en el actual sistema de ductos de cableado del Centro de Transmisiones pues se encuentran ocupados, prácticamente, a su máxima capacidad y la opción de construir nuevos ductos luce costosa y engorrosa de ejecutar.

En función del planteamiento anterior, se propone como tema de Trabajo Especial de Grado, el diseño de un sistema de transporte y distribución que permita la transmisión sobre fibra óptica de las señales RF en banda L desde el patio de antenas hasta la sala de recepción de señales que actualmente existe en el Centro de Transmisiones y a la sala que se proyecta construir a fin de llevar a cabo el proyecto de expansión.

En el diseño se debe tener en cuenta que con una misma antena se pueden recibir señales de distinta polarización (vertical y horizontal en el caso de polarización lineal o dextrógira y levógira en el caso de la polarización circular) provenientes de uno o más satélites en el caso de que la antena sea de alimentación múltiple: “*multifeed*”. Actualmente el patio de antenas del Centro de Transmisiones está conformado por 17 antenas de las cuales 3 son “*multifeed*” (con dos de ellas se reciben 2 satélites y con la otra 3 satélites). Cada una de las 17 antenas recibe 2 señales de distinta polarización por cada “*feed*”, por lo tanto se tienen 42 espectros completos en banda L a transmitir sobre la red óptica hasta las dos salas de adquisición de señales sugeridas.

En este trabajo se propone una topología de red y se especifican las consideraciones técnicas asociadas con el despliegue de la red así como las características de la fibra óptica y los equipos necesarios para satisfacer los requerimientos planteados. También es necesario llevar a cabo un estudio de mercado que permita evaluar la factibilidad económica del proyecto.

I.1. Objetivos:

I.1.1. Objetivo General

Desarrollar una infraestructura de comunicaciones ópticas para el transporte de señales en un centro de recepción de televisión satelital, describiendo todos los aspectos técnicos que sean necesarios para la futura implementación de este proyecto.

I.1.2. Objetivos específicos:

- Determinar todos los requerimientos técnicos necesarios para la realización del proyecto.
- Estudiar diversas técnicas de modulación y multiplexación cuya aplicación sea factible para este proyecto.
- Especificar los requerimientos de la fibra óptica y de los equipos necesarios para el proyecto.
- Definir la topología de red adecuada para el proyecto.
- Efectuar un análisis de las soluciones propuestas usando el modelo de ingeniería económica más adecuado.

I.2. Alcances y Limitaciones:

Este trabajo especial de grado presenta el desarrollo de una infraestructura de comunicaciones ópticas que permitirá el remplazo del cable coaxial como medio de transporte de señales RF de alta frecuencia en el subsistema de recepción satelital del Centro de Transmisiones de una empresa de televisión satelital por suscripción. Se describen las consideraciones que se tomaron en cuenta para el diseño y los aspectos técnicos necesarios para la futura implementación del proyecto.

Debido a que en la actualidad existe una amplia gama de opciones en cuanto a las tecnologías en el campo de las comunicaciones ópticas, en este trabajo se evalúan aquellas que mejor se adecuen a los requerimientos del proyecto desde el punto de vista técnico y económico por lo que se presentan dos soluciones, una basada en la multiplexación DWDM y otra basada en el concepto de multiplexación espacial.

Este trabajo de grado incluye la simulación, mediante el uso de software especializado, de las soluciones planteadas con el fin de evaluar el funcionamiento de las mismas pero no incluye la implementación de ninguna de ellas ya que se trata sólo de un diseño y será responsabilidad de la empresa tomar la decisión de ejecutar o no este proyecto. Por otra parte, también se asegura la confidencialidad de la información que la empresa considere privada por lo que en estos casos se hace una referencia general.

Capítulo II Marco teórico

El marco teórico de este TEG básicamente está constituido por 5 grandes secciones en las cuales se tratan todos los temas que están relacionados con el diseño y el rendimiento de un sistema óptico analógico. En la primera sección se presenta el transmisor óptico como parte integrante de este sistema y se hace énfasis en dos aspectos: la fuente óptica y la técnica de modulación de la señal RF eléctrica en la portadora óptica. Se determinó que como fuente óptica solo son del interés de este trabajo los dispositivos laser, ya que los dispositivos LED no ofrecen las prestaciones necesarias, y por ello se concentra la atención en explicar el funcionamiento del laser semiconductor y en describir las configuraciones más comunes y los parámetros utilizados para evaluar su rendimiento. En cuanto a la modulación se introduce la técnica de modulación de intensidad de la luz ya que fue la empleada en este trabajo.

La segunda sección del marco teórico presenta la fibra óptica como medio de comunicación, tratando de enfocar el estudio, en la medida de lo posible, solo hacia los enlaces analógicos. Se trata el tema de la propagación de la luz en la fibra debido al fenómeno de reflexión total, así como, las diferencias entre las fibras monomodo y multimodo y los efectos tanto lineales como no lineales que afectan a la señal que se propaga en este medio.

La tercera sección se ocupa del receptor óptico, explicando los bloques que lo conforman y se manifiesta la importancia de la sensibilidad del mismo como parámetro de diseño del enlace. La cuarta sección presenta una técnica de multiplexación que es ampliamente utilizada en los enlaces ópticos analógicos como lo es la multiplexación por división en longitud de onda, la cual consiste en enviar diferentes señales RF en distintas portadoras ópticas por la misma fibra.

La quinta y última sección presenta las distintas fuentes de ruido propias del sistema óptico y que afectan a la calidad de la señal que se tiene a la salida del mismo. En este sentido, se establece que existen 3 fuentes de ruido: el ruido de

intensidad relativa que surge del laser, el ruido de disparo que proviene del proceso de foto detección y el ruido térmico que está asociado con los elementos pasivos que forman parte de los circuitos tanto de transmisión como de recepción.

II.1 Transmisores ópticos.

El papel de un transmisor óptico es convertir la señal eléctrica en una señal óptica y acoplarla a la fibra. A fin de cumplir con esta tarea, el transmisor óptico consiste de una fuente óptica, un modulador y un acoplador al canal, tal y como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura II-1

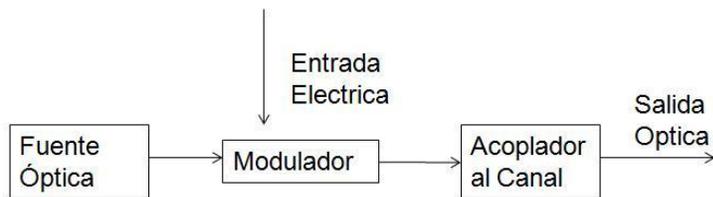


Figura II-1 Diagrama de bloques de un Transmisor Óptico
(Fuente: Elaboración propia)

Generalmente se utilizan láseres o diodos LED como fuentes ópticas debido a su compatibilidad con el canal de comunicación de fibra óptica. La señal óptica es generada por la modulación de una portadora óptica. Aunque en muchas ocasiones se usa un modulador externo (como el modulador Mach-Zehnder), este puede ser suprimido ya que en algunos casos la salida de una fuente óptica puede ser modulada directamente por un circuito que suma una corriente constante que polariza al emisor laser (corriente de *Bias* o de polarización), y una corriente variable que será la que module la señal óptica a transmitir (1). Este esquema simplifica el diseño del transmisor y es generalmente muy rentable desde el punto de vista económico. El acoplador, por su parte, es un micro lente que concentra la señal óptica en la entrada de la fibra con la máxima eficiencia posible. (2)

Debido a que los diodos LED no son de interés en el presente trabajo, esta sección se concentra en los diodos laser como fuente óptica de los transmisores usados en los enlaces ópticos analógicos. En la sección II.1.1 se describen los fenómenos físicos

que permiten la generación de la luz en los dispositivos laser partiendo del concepto de nivel de energía de los átomos. En la sección II.1.2 se presentan los laser del tipo DFB y Fabry-Perot que se han consolidado como los más usados en los enlaces ópticos. Posteriormente, en la sección II.1.3, se presentan la corriente de umbral y la pendiente de eficiencia del laser como los parámetros que describen el rendimiento de estos dispositivos y que por lo tanto tienen mucho peso en el diseño de los enlaces. Finalmente, en la sección II.1.4, se describen las características fundamentales de la técnica de modulación más utilizada para el transporte de señales RF sobre enlaces ópticos, como lo es la modulación de intensidad en sus dos versiones, la modulación de intensidad directa y la modulación de intensidad externa.

II.1.1 Funcionamiento del Laser

La palabra LASER es el acrónimo de *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* (Amplificación de luz por la emisión estimulada de radiación) (3). En este fenómeno la clave está en la emisión estimulada pero antes de entender este proceso es necesario, en primer lugar, familiarizarse con el concepto de niveles de energía de los átomos. En cada átomo, existen distintos niveles discretos de energía en los cuales se puede encontrar un electrón, cada uno de estos niveles recibe el nombre de “estado”. Los átomos estables tienen electrones en el estado más bajo, cuando estos absorben energía, se excitan y suben a un estado más alto. En este punto, el átomo es inestable por lo que usualmente sus electrones se mueven rápidamente de vuelta al nivel más bajo de energía, emitiendo una partícula de luz denominada “fotón”, en un proceso conocido como “emisión espontánea” (emisión por la recombinación aleatoria de electrones y huecos). Hay algunas sustancias, cuyos estados son “quasi-estables”, lo que significa que sus átomos permanecen más tiempo en el estado excitado y por ello este tipo de materiales son los más apropiados para la construcción de fuentes ópticas. (4)

La energía que debe absorber un electrón para saltar al siguiente nivel de energía (conocida como energía de gap) determina la longitud de onda de la luz emitida. En

consecuencia, todos los fotones generados de manera espontánea presentan aproximadamente la misma longitud de onda pero no la misma fase ya que su generación obedece a un proceso aleatorio. En cambio en un proceso estimulado tanto la emisión como la absorción resultan en copias idénticas del evento provocador. En la emisión estimulada, un fotón desencadena la emisión de un segundo fotón idéntico al primero, por esto una manera de entender la emisión estimulada es como una forma de ganancia. Una afirmación análoga se puede hacer con respecto al proceso de absorción estimulada pues se puede entender como una ganancia negativa o pérdida. Estos dos procesos (emisión y absorción) se ejecutan en paralelo pero el que domina es aquel que tenga el mayor depósito de portadoras de carga. (3)

La emisión estimulada prevalece cuando hay más electrones en el nivel alto de energía (banda de conducción) que en el nivel bajo de energía (banda de valencia). Esta situación es llamada “inversión de poblaciones”. En los láser semiconductores, la inversión de poblaciones puede ser alcanzada en la unión p-n si se proveen electrones a la banda de conducción desde el lado dopado con material tipo n y huecos (portadores positivos) a la banda de valencia desde el lado dopado con material tipo p. La inyección continua de corriente en el dispositivo láser conlleva a la emisión continua de fotones pero solo si existen permanentemente una cantidad suficiente de fotones en el dispositivo para estimular el proceso de emisión. En consecuencia, solo una parte de los fotones emitidos pueden abandonar el láser para constituir la portadora óptica mientras que el resto debe permanecer en el dispositivo con el fin de generar nuevos fotones. (5)

En resumen, para que el proceso “*lasing*” tenga lugar, se deben cumplir con dos requerimientos básicos: la inversión de poblaciones necesaria para que prevalezca el proceso de emisión estimulada sobre el proceso de absorción y la realimentación y confinamiento de fotones en un resonador óptico

II.1.2 Tipos de Laser.

En esta sección se describen las características fundamentales de las configuraciones más usadas en los diodos laser semiconductores, como lo son el Fabry-Perot y el láser de realimentación selectiva y distribuida (DFB).

II.1.2.1 Laser Fabry-Perot

El tipo de resonador óptico más común y simple es del tipo Fabry-Perot. Denominada así en honor a sus creadores, esta cavidad resonante está formada por dos espejos planos y paralelos separados una distancia l entre los cuales se produce la interferencia constructiva de determinadas longitudes de onda λ_o que satisfacen la ecuación $2l = m\lambda_o$. En un laser de este tipo la longitud de la cavidad (l) es al menos 100 veces mayor que la longitud de onda de la radiación estimulada y en consecuencia m es un número entero grande (3) y produce que el espectro óptico del laser Fabry Perot esté compuesto de varias longitudes de onda (entiéndase todas aquellas que satisfacen la ecuación $2l = m\lambda_o$ y caen dentro del espectro de ganancia del semiconductor) lo que puede representar un problema en aplicaciones donde se requiera una pureza espectral considerable como cuando la longitud de la fibra o el ancho de banda de la modulación impiden que los efectos de la dispersión de la longitud de onda puedan ser despreciados. (5)

II.1.2.2 Laser de realimentación distribuida.

Los laser *Distributed FeedBack* (DFB) o laser de realimentación distribuida fueron desarrollados durante la década de los 80's y son usados ampliamente en las aplicaciones analógicas monomodo, en los sistemas WDM y en todos aquellos en los cuales se requiera pureza espectral óptica (5). La retroalimentación en los DFB, como su nombre lo implica, no está localizada en las caras de la cavidad sino distribuida a lo largo de ella. Esto es logrado a través de una rejilla interna que conlleva a una variación periódica del índice de refracción del modo. La retroalimentación ocurre, específicamente, como consecuencia de la “difracción de Bragg”, un fenómeno que

acopla las ondas que se propagan y las que se reflejan. La selectividad de la longitud de onda en estos dispositivos es lograda gracias un mecanismo que resulta de la aplicación de la denominada “Condición de Bragg” y que establece que el acoplamiento ocurre solo para aquellas longitudes de onda λ_B que satisfacen la expresión: $\Lambda = m(\lambda_B/2\bar{n})$ donde Λ es el periodo de la rejilla, \bar{n} es el índice promedio del modo y m representa el orden de la difracción de Bragg (el acoplamiento de las ondas ópticas es más significativo para la difracción de Bragg de 1er orden). (2)

II.1.3 Corriente de umbral y pendiente de eficiencia.

Uno de los datos más importantes en el diseño de enlaces ópticos es el rendimiento del laser y en este sentido la gráfica de la potencia óptica del laser en función de su corriente es particularmente útil. Es posible obtener dicha gráfica y las importantes características que de ella se derivan (como la corriente de *threshold* o de umbral y la pendiente de eficiencia, que se describe en esta misma sección) a partir de un conjunto de ecuación diferenciales que se conocen en el campo de los dispositivos laser como las “*rate equations*”. Sin embargo este enfoque no aporta mucha perspectiva al diseño de enlace que se propone en este trabajo y por ello se opta por obtener la información de la curva P vs I a partir de argumentos admisibles desde el punto de vista técnico y físico como se hace en (3) y se refiere la resolución y el análisis de las “*rate equations*” a (3), a (5), (6).

En la Figura II-2 se muestra una curva representativa $p_{l,o}$ vs i_L para un laser semiconductor, se puede observar como a medida que la corriente incrementa desde cero, la potencia óptica $p_{l,o}$ incrementa lentamente con respecto al incremento de la corriente i_L , ya que inicialmente la generación de luz es dominada por el fenómeno de emisión espontanea. Esto tiene su explicación en el hecho de que con poca corriente la probabilidad de ocurrencia de la emisión estimulada es baja y la mayoría de los fotones son absorbidos por el semiconductor (3). Una manera alternativa de entender esta situación es como se presenta en (5), la ganancia óptica (representada por la

emisión estimulada) es menor que la ganancia óptica negativa (pérdidas ópticas) generada por los fotones perdidos durante la absorción y la emisión.

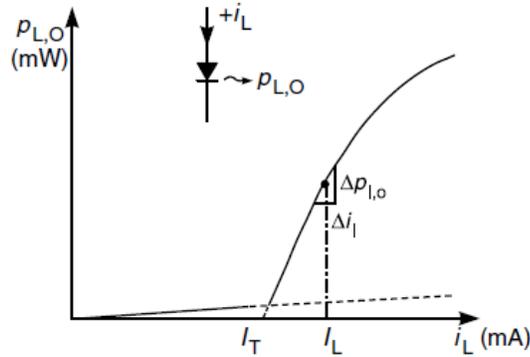


Figura II-2 Gráfica representativa de la potencia óptica de salida de un laser semiconductor ($p_{L,O}$) en función de la corriente del laser (i_L), con una corriente de umbral (I_T) y de biasing (I_L). (Fuente (3))

Al incrementar la corriente, se incrementa el número de fotones generados por los procesos de emisión espontánea y emisión estimulada. Eventualmente, se alcanza la corriente de umbral donde el número de fotones generados iguala al número de fotones absorbidos y en consecuencia la ganancia óptica compensa todas las pérdidas (5). A partir de este punto la emisión estimulada comienza a dominar el proceso de generación de luz y la potencia óptica incrementa al menos 100 veces más rápido con respecto a cuando la corriente estaba por debajo del nivel de umbral. La corriente de umbral es una importante medida del rendimiento del laser porque si es muy alta, el calentamiento causado al pasar grandes cantidades de corriente a través de la unión se opone a la operación del laser en forma continua. (3)

Otro importante parámetro que se obtiene a partir de la curva PvsI es la pendiente de eficiencia (*Slope efficiency*). Este parámetro es una figura de merito del laser que es usada extensivamente en el modelaje de enlaces óptico y simplemente es la pendiente de la curva P vs I a una determinada corriente de *biasing* I_L definida a través de la ecuación $s_l(i_L = I_L) = \frac{dp_l}{di_l}$ (3)

A pesar de la utilidad y facilidad de la ecuación planteada, la misma oculta aspectos importantes sobre las características de s_l . En particular, a partir de esa

ecuación no son evidentes el hecho de que el valor de s_l tiene un valor máximo y su dependencia con la longitud de onda. Para exponer estos aspectos el valor de la pendiente de eficiencia se expresa en términos de la eficiencia cuántica externa, η_l , la cual es la relación entre el cambio en el número de fotones emitidos y el cambio en el número de electrones inyectados. Con esto en cuenta, se plantea $s_l(i_L = I_L) = \frac{\eta_l h c}{q \lambda_o l}$ donde “q” es la carga del electrón, λ_o es la longitud de onda en el espacio libre y h representa la constante de Planck y c es la velocidad de luz en el espacio libre. (3)

El valor máximo que puede tener s_l surge del hecho de que solo se puede obtener como máximo un fotón por electrón ($\eta_l \leq 1$) y la dependencia de la longitud de onda está relacionada con que los fotones que conforman el haz de luz que genera el laser tienen dependencia con la longitud de onda pues determina la energía de gap. (3)

Es claro que al ser s_l un factor que contribuye a la eficiencia con la cual la señal eléctrica modulante modula a la portadora óptica, mientras mayor sea s_l mejor. Para lograr esto es necesario minimizar las pérdidas internas de electrones y fotones, un par de mecanismos para lograr esto es un mejor confinamiento tanto lateral como vertical en la región activa con el fin de reducir la fuga de portadoras de carga y un menor dopaje de las capas de confinamiento para disminuir la absorción de fotones en esta zona. (5)

II.1.4 Modulación analógica de portadoras ópticas.

Esta sección describe las características fundamentales de las técnicas de modulación analógicas más utilizadas para el transporte de señales RF sobre enlaces ópticos. Como se verá en este trabajo para este tipo de enlaces básicamente se puede optar entre dos tipos de modulación: modulación en intensidad (IM por sus siglas en inglés) o modulación en frecuencia (FM por sus siglas en inglés). La tendencia general hasta el momento ha sido concentrarse en el estudio de la técnica de modulación de la intensidad de la luz debido a su simplicidad y eficiencia ((7), (8), (3)) y por ello prácticamente todos los enlaces ópticos que transportan señales de

radio frecuencia la utilizan. La modulación en frecuencia, por su parte, es una de las tres técnicas que pueden ser utilizadas en sistema de transmisión óptico del tipo coherente (junto con la modulación en amplitud y en fase) y es la que en últimos años ha surgido como una alternativa a IM, incluso mejorando la relación SNR que proporciona esa técnica como se demuestra en (9) y en (10)

II.1.4.1 Modulación en Intensidad:

Esencialmente existen dos métodos para la transmisión de señales RF sobre enlaces ópticos con modulación IM: 1) Modulación directa (interna) de la intensidad 2) Modulación externa de la intensidad. En la modulación directa un parámetro eléctrico de la fuente óptica es modulado por la señal modulante RF (eléctrica). En la práctica el parámetro que es modulado es la corriente del diodo laser que actúa como fuente óptica. El segundo método utiliza una fuente óptica para generar una portadora óptica y un modulador externo..

II.1.4.1.1 Modulación directa de la intensidad.

Este método es el más simple y por ello es utilizado donde sea que se pueda. Generalmente cuando se combina con el esquema de detección directa usando un fotodetector, se le denomina IMDD: *Intensity-Modulation Direct-Detection* (Modulación en Intensidad Detección Directa). En la Figura II-3 se muestra un diagrama de un sistema típico IMDD. La modulación directa recibe este nombre porque precisamente el laser semiconductor convierte una modulación de pequeña señal (alrededor del punto de *biasing* establecido por la corriente DC) en su correspondiente señal óptica modulando la intensidad de los fotones emitidos alrededor de la intensidad promedio en el punto de *bias*. Así, un solo dispositivo sirve tanto como fuente óptica como modulador RF/óptico. Un fenómeno que limita el uso de esta técnica es el ancho de banda de modulación que presenta el laser. Los laser relativamente simples pueden ser modulados hasta frecuencias de entre 5 y 10 GHz (4). Si bien se han reportado laser que realizan modulación directa a 40GHz o más dichos laser son o extremadamente costosos o inexistentes comercialmente. Es por

esta razón que a frecuencias mayores a los 10 GHz se opta por utilizar la técnica de modulación externa.

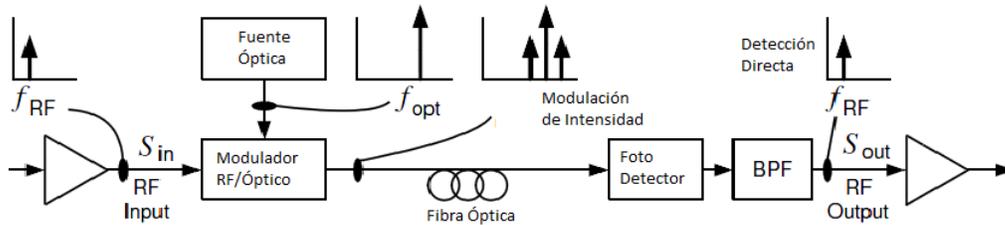


Figura II-3 Diagrama de un sistema IMDD para el transporte de señales RF.
Fuente Elaboración propia

II.1.4.1.2 Modulación externa de la intensidad

En este método, el láser opera a una potencia óptica constante generando una señal portadora sobre la cual un dispositivo externo imprime la señal modulada en intensidad (7). Este método consigue el mismo resultado final que la modulación directa (Una señal modulada en intensidad) por lo cual utiliza el mismo esquema de detección directa representado en la Figura II-3

Estos métodos discutidos son simples pero tienen un par de desventajas relacionadas con la dispersión en la fibra y las altas pérdidas por inserción. En una IM convencional, la portadora óptica es modulada para generar un campo óptico con la portadora y las bandas laterales (DSB). Cuando esta señal es enviada sobre la fibra, la dispersión cromática causa que cada componente espectral experimente un desplazamiento de fase diferente dependiendo de la distancia del enlace, de la frecuencia de modulación y del parámetro de dispersión de la fibra. Si la fase relativa entre las dos componentes es de 180° estas se interfieren destructivamente y la señal desaparece. Con el fin de reducir estos efectos, la transmisión de banda lateral óptica única (SSB) es ampliamente utilizada y para ello se emplean moduladores EAM, Mach Zehnder o rejillas de Bragg diseñados especialmente para tal fin como se referencia en (4).

II.2 Fibra óptica como medio de comunicación.

La fibra óptica supone un cambio sustancial si la comparamos con el medio tradicional de hilos conductores de cobre. Las posibilidades que brinda la fibra se centran en la velocidad, ancho de banda de transmisión y en la inmunidad contra interferencias electromagnéticas.

Una fibra óptica, es un conductor óptico monofilar cuyo diámetro debe ser muy pequeño con el fin de minimizar la transmisión reflectora. En su estructura más simple, una fibra óptica consta de una porción central de plástico o vidrio llamada núcleo o alma, un recubrimiento, también de vidrio o plástico, llamado revestimiento, corteza, envoltura o manto y una chaqueta protectora de caucho o plástico. El núcleo es el camino real de propagación de la luz y tiene un índice de refracción distinto al de la corteza. En la superficie de separación entre el núcleo y la envoltura se produce el fenómeno de reflexión total de la luz, al pasar ésta última de un medio a otro que tiene un índice de refracción más pequeño. Como consecuencia de esta estructura todos los rayos de luz se reflejan totalmente en dicha superficie y se transmiten guiados a lo largo del núcleo de la fibra. (11)

II.2.1 Propagación de la luz en la fibra óptica.

La luz puede propagarse a través de cualquier material transparente pero lo hace a una velocidad menor que con la que se propaga en el vacío. De hecho, la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad con que se propaga en un determinado material da origen a un parámetro conocido como “índice de refracción” (n) que se obtiene por la ecuación $n=c/v$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío y v es la velocidad de la luz en el material. (4)

Según la teoría de la óptica geométrica², cuando la luz se propaga desde un material con un determinado índice de refracción (n_a) hacia un material con un índice de refracción distinto (n_b) ocurre un fenómeno conocido como “refracción de la luz”, en el cual el ángulo con que se propaga la luz en el segundo material depende tanto del índice de refracción de ambos materiales como del ángulo con el cual la luz incide sobre la interfaz entre ellos. (4)

Consideremos la geometría que se muestra en la Figura II-4 donde un rayo de luz es incidente al centro del núcleo, formando un ángulo θ_i con el eje longitudinal de la fibra. Debido a la refracción en la interfaz aire-fibra, el rayo de luz se inclina hacia la normal. El ángulo del rayo refractado θ_r es dado por la ecuación $n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r$, donde n_1 y n_0 son los índices de refracción del núcleo de la fibra y del aire, respectivamente. El rayo refractado incide sobre la interfaz núcleo-revestimiento y es refractado nuevamente. Sin embargo, en este caso la refracción sólo es posible para aquellos ángulos incidentes ϕ tales que $\sin \phi < n_2/n_1$. Aquellos rayos que incidan sobre en la interfaz núcleo-revestimiento con ángulos mayores al denominado “ángulo crítico” ϕ_c , definido por $\sin \phi_c = n_2/n_1$, (donde n_2 es el índice de refracción del revestimiento) experimentaran el fenómeno de “reflexión total interna”. Dado que dichas reflexiones ocurren a lo largo de la fibra, todos aquellos rayos con $\phi > \phi_c$ permanecen confinados dentro del núcleo de la fibra. Este es mecanismo básico detrás de confinamiento y conducción de la luz en una fibra óptica. (2)

De lo planteado anteriormente se desprende que la luz debe incidir en la interfaz aire-núcleo con un ángulo θ_{aire} tal que el rayo refractado que se transmite a la fibra tenga un ángulo mayor al ángulo crítico ϕ_c . Este valor máximo de θ_{aire} puede ser

² El enfoque basado en la teoría de la óptica geométrica, si bien proporciona una manera sencilla de explicar el fenómeno de la propagación de luz en una fibra óptica, sólo es válido cuando el radio del núcleo de la fibra es mucho mayor que la longitud de onda de luz, en caso contrario se debe utilizar un enfoque basado en la teoría de propagación de ondas que es regida por las conocidas ecuaciones de Maxwell para más información sobre este tema el lector puede consultar (2)

obtenido con la ecuación: $n_{\text{aire}} \sin \theta_{\text{aire}} = n_1 \sin(90^\circ - \Phi_c)$ que se puede reescribir como $n_{\text{air}} \sin \theta_{\text{aire}} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$.

La cantidad $n_{\text{air}} \sin \theta_{\text{aire}}$ es conocida como la “apertura numérica” (NA) de la fibra y representa la capacidad de aceptación de luz que tiene la fibra. (2)

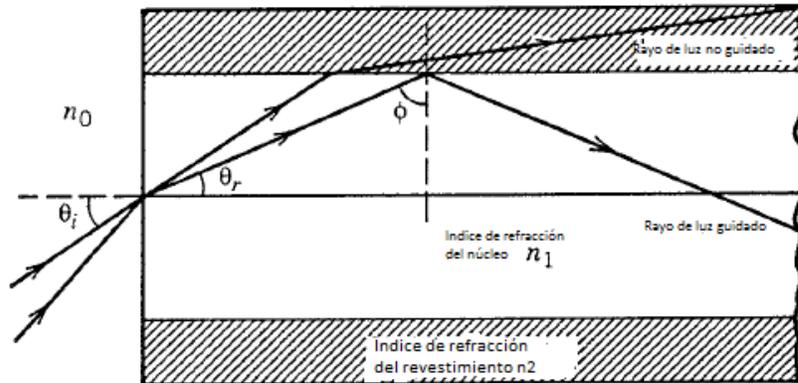


Figura II-4 Propagación guiada de la luz en una fibra óptica a través del fenómeno de reflexión total interna.

(Fuente: Agrawal con adaptación propia)

II.2.2 Fibras monomodo y multimodo.

Un modo en una fibra óptica corresponde a una de las múltiples maneras en las cuales una onda se puede propagar a través de la fibra. También puede entenderse como una onda estacionaria en el plano transversal de la fibra o más formalmente, un modo óptico se refiere a una solución específica de la ecuación de onda $\nabla^2 \vec{E} + n^2(\omega) k_0^2 = 0$ (que se obtiene a partir de las ecuaciones Maxwell para un medio no conductor y sin cargas libres. El desarrollo completo referente a la obtención de esta ecuación se puede encontrar en (2)) que cumple con las condiciones de frontera apropiadas y tiene la propiedad de que su distribución espacial no cambia durante la propagación. (2) Los modos ópticos pueden clasificarse como modos guiados, modos “leaky” y modos de radiación pero como es de esperar, la transmisión de señales sobre un sistema de comunicaciones sobre fibra óptica ocurre sólo sobre los modos guiados y por ello nos concentraremos en estos exclusivamente.

A pesar de que el fenómeno de reflexión total interna ocurre para todo ángulo $\varphi > \varphi_c$, la luz no necesariamente se propagará en la fibra en todos esos ángulos pues para algunos de ellos se produce una interferencia destructiva dentro de la fibra entre el onda incidente y la onda reflejada en la interfaz núcleo-revestimiento. En el resto de los ángulos incidentes, sucede lo contrario: la onda incidente y la onda reflejada se interfieren constructivamente y se mantiene la propagación de la onda. Estos últimos ángulos para las cuales las ondas se propagan corresponden precisamente a los modos guiados de la fibra (4). Si existe más de un modo óptico guiado propagándose en la fibra, entonces esta recibe el nombre de “fibra multimodo”. En general, un mayor diámetro del núcleo o una mayor frecuencia de operación permiten la propagación de un mayor número de modos.

La ventaja de las fibras multimodo está en que el diámetro de su núcleo es relativamente grande y esto facilita la inyección de la luz en la fibra por lo que se disminuyen las pérdidas por acoplamiento y se pueden utilizar fuentes ópticas del tipo LED que si bien más económicas, se caracterizan por ser fuentes difíciles de acoplar a las fibras por el gran área sobre el cual generan la luz. La desventaja de las fibras multimodo está en que sus prestaciones se ven fuertemente limitadas por el fenómeno de la “dispersión intermodal”. En una fibra multimodo, cada modo se propaga a una velocidad diferente debido a los distintos ángulos de incidencia en la frontera núcleo-revestimiento. Este efecto causa que diferentes rayos de luz originados por una misma fuente lleguen al otro extremo de la fibra en tiempos diferentes, dificultado la correcta recepción de la señal. Las consecuencias de la dispersión intermodal son más importantes a medida que aumenta la distancia del enlace y esto no solo constituye una limitante en cuanto a la distancia de propagación sino también en cuanto a la frecuencia (en el caso de los enlaces analógicos) o la tasa de bit (en el caso de los enlaces digitales) de la señal transmitida.

Las fibras monomodo por su parte solo permiten la propagación de un solo modo guiado y generalmente su núcleo es de aproximadamente $10\mu\text{m}$ (mucho menor que el diámetro de las fibras multimodo que oscila típicamente entre $50\text{-}100\mu\text{m}$). En este

tipo de fibra el efecto de la dispersión intermodal es prácticamente despreciable y por lo tanto puede soportar transmisiones sobre distancias mucha más largas pero introduce el problema de requerir que la luz sea concentrada en un diámetro muy pequeño y esta alta concentración de energía luminosa no puede ser provista por una fuente LED por lo que se hace necesario el uso de fuentes del tipo laser que generan un rayo de luz más angosto.

II.2.3 Ecuación de propagación.

La propagación del campo óptico $E(z,t)$ a través de una fibra óptica es descrita por la ecuación: $\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = j\gamma|E|^2 - \frac{\alpha}{2}E$ conocida con el nombre de la Ecuación No Lineal de Schrödinger (NLSE), donde γ es el coeficiente de Kerr, α es la constante de atenuación, β_2 es parámetro GVD (*Group Velocity Dispersion*) que se obtiene mediante la expresión $\beta_2 = -\lambda^2 D / (2\pi c)$, siendo λ la longitud de onda, c la velocidad de la luz y D el parámetro de dispersión de la fibra a la longitud λ . (12)

Si bien este trabajo no contempla desarrollar la solución a esta ecuación (para tal propósito se recomienda revisar el trabajo de Forestieri y Secondini (12)) nos parece pertinente traerla a colación con el fin de observar que factores pueden afectar la propagación en la fibra óptica, tema que si va a ser de nuestro profundo interés en el desarrollo de este trabajo. De la NLSE se desprende que estos factores pueden ser lineales o no lineales, ambos casos son tratados en las secciones siguientes.

II.2.3.1 Efectos ópticos lineales.

Los efectos ópticos lineales constituyen los mecanismos o fenómenos más comunes (pero no por ello los más importantes) que degradan la calidad de la señal transmitida en una fibra.

En la actualidad existen técnicas para mitigar la afectación que estos fenómenos tienen sobre la señal transmitida. A continuación se presentan los efectos ópticos lineales más importantes:

II.2.3.1.1 Atenuación.

En nuestro caso, la atenuación consiste en la reducción de la potencia de la señal a medida que se propaga en la fibra óptica. Esta afectación es descrita por la denominada Ley de Beer (2): $dP/dz = -\alpha P$, donde P es la potencia de la señal y α es el coeficiente de atenuación (expresado típicamente en dB/Km) que si bien presenta el mismo símbolo que el coeficiente de absorción, no sólo considera las características de absorción del material constituyente de la fibra óptica sino también otros mecanismos de atenuación propios de esta.

En particular, si se integra la expresión diferencial de la Ley de Beer y se considera P_{in} como la potencia que entra a la fibra óptica es posible determinar la potencia de la señal en cualquier punto de la misma a través de la ecuación $P(z) = P_{in} \exp(-\alpha z)$, donde z es la longitud de la fibra óptica desde el transmisor hasta un determinado punto (2).

Como se puede apreciar en esta ecuación la potencia de la señal disminuye a medida que la distancia de propagación es mayor. Esta conclusión es una consideración importante en el diseño de los sistemas ópticos, particularmente en la estimación de la potencia del transmisor y de la sensibilidad del receptor, de hecho, en aquellos en los cuales la atenuación no permita satisfacer los requerimientos de potencia en el receptor se hace necesaria la implementación de un amplificador óptico. Por otra parte, si se realiza un estudio detallado del coeficiente de atenuación α se manifestará su dependencia con la longitud de onda de la luz que se propaga en la fibra, esta consideración se debe tener en cuenta a la hora de seleccionar la ventana de operación del sistema óptico.

II.2.3.1.2 Dispersión intermodal.

La dispersión intermodal es un fenómeno que afecta a las fibras multimodo y que se produce, desde el punto de vista de la geometría óptica porque la información se transmite mediante diferentes rayos de luz que siguen diversos caminos y llegan al

receptor en tiempos distintos por lo que la superposición de estos rayos en el receptor puede resultar en una señal diferente a la transmitida. De acuerdo al modelo ondulatorio este fenómeno se produce porque cada modo, al tener índice de propagación distinto, viaja a una velocidad diferente y por tanto, la señal enviada se dispersa y se distorsiona. Este tipo de dispersión es muy grave y provoca que las fibras multimodo se utilicen tan sólo en aplicaciones de bajas prestaciones. (2)

II.2.3.1.3 Dispersión cromática.

La dispersión cromática es un fenómeno que se produce como consecuencia de que las diferentes componentes espectrales de la señal se propagan en la fibra con velocidades de grupo ligeramente distintas, en vista de esto, algunas componentes se propagaran más rápido que otras lo que puede afectar la correcta recepción de la señal. (2) El efecto de la dispersión es el ensanchamiento de la señal que se obtiene a la salida del sistema de transmisión en comparación con la que se tenía en la entrada, tal como se muestra en la Figura II-5.

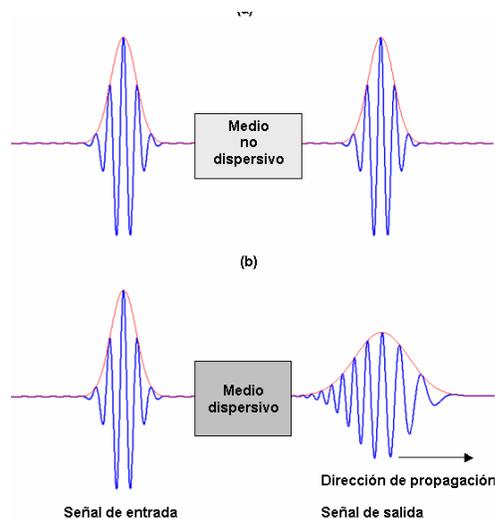


Figura II-5 Ensanchamiento de la señal debido a la dispersión cromática
Fuente: (13)

Este tipo de dispersión (que también recibe el nombre de dispersión intramodal, dispersión de velocidad de grupo o simplemente dispersión de la fibra) está presente en los dos tipos de fibra aunque, generalmente, en las fibras multimodo se omite su

estudio ya que su efecto es considerablemente menor en comparación con el que produce la dispersión intermodal propia de este tipo de fibra.

La dispersión cromática tiene dos contribuciones: la dispersión por material y la dispersión por guía de onda (2). La primera de ella es consecuencia de que la silica, el material usado para la fabricación de las fibras, tiene un índice de refracción que depende de la frecuencia óptica ω y por lo tanto será distinto para las diferentes componentes espectrales, trayendo como consecuencia que estas se propaguen con velocidades de grupo diferentes. La dispersión por guía de onda, por su parte, está relacionada con las características que, precisamente, en este sentido tiene la fibra óptica por lo que este tipo de dispersión depende del índice de refracción del núcleo y del revestimiento y de la forma de la fibra. (4)

A 1300 nm, la dispersión cromática en una fibra monomodo es prácticamente cero, sin embargo la atenuación es mayor que en la ventana de 1550 nm. A través de técnicas avanzadas para la fabricación de fibras ópticas se puede desplazar la ventana de cero-dispersión en el rango de 1300nm a 1700nm.

II.2.3.1.4 Dispersión por modo de polarización.

PMD ocurre cuando las dos componentes ortogonales de polarización, llamados modos de polarización, del modo fundamental de propagación (HE₁₁) viajan a distinta velocidad de grupo, llegando en distintos tiempos al final de la fibra óptica, ensanchando y distorsionando la señal. Esta diferencia de retardo entre los modos de polarización se denomina retardo diferencial de grupo (DGD: *Differential Group Delay*). Este parámetro se utiliza para determinar la PMD.

Esta variación de la velocidad de grupo se produce por las características birrefringentes del medio de transmisión: la fibra óptica. La birrefringencia es el cambio en el índice de refracción “n” de los ejes transversales de la fibra óptica, llamados ejes de birrefringencia. En otras palabras, cada modo de polarización de la luz se propagará en un medio con un valor distinto de índice de refracción, lo que

implica que la señal original se comporta como dos ondas independientes que viajan a velocidades diferentes a lo largo de la fibra óptica. La birrefringencia tiene un carácter aleatorio en función de la distancia y del tiempo, lo que implica que el DGD varía de la misma forma. Este carácter aleatorio hace imprescindible un esquema de compensación de PMD de tipo dinámico. Además, las técnicas y planes de medición tienen que realizarse tomando en cuenta las características variantes de este fenómeno. (14)

II.2.3.2 Efectos ópticos no lineales.

De la NLSE es evidente que la potencia de la señal ($|E|^2$) está directamente relacionada con los efectos no lineales, representados por el coeficiente γ . Esta relación tiene como consecuencia que las no linealidades tengan una importancia aún más significativa a medida que la potencia de la señal aumenta. Por esta razón, los efectos no lineales de la fibra son determinantes en el rendimiento del enlace óptico y son presentados en esta sección.

Las afectaciones no lineales ópticas pueden ser divididas en dos grandes grupos: La no linealidades Kerr y no linealidades dispersivas (*scattering*).

Las señales que se propagan en una fibra óptica están fuertemente confinadas dentro del núcleo alcanzando así una alta intensidad óptica, hecho que afecta el valor del índice de refracción del núcleo de la fibra. La consecuencia de esta variación en el índice de refracción inducida por la propia señal óptica es la aparición de las no linealidades del tipo Kerr que se manifiestan mediante cambios en la fase de la señal óptica. Se pueden distinguir 3 subgrupos de no linealidades Kerr: automodulación de fase (*Self-phase modulation SMP*), modulación de fase cruzada (*cross-phase modulation, XPM*) y mezcla de cuatro ondas (*FWM*).

Por su parte, las no linealidades dispersivas son causadas por la interacción entre la luz y los materiales y tienen como consecuencia la generación de luz en otras

longitudes de onda y la interferencia entre señales. Los *scattering* inelásticos del tipo Raman y Brillouin son ejemplo de este tipo de efecto.

A continuación se describen brevemente las no linealidades más importantes.

II.2.3.2.1 Automodulación de fase (SPM).

Cuando el nivel de salida acoplado de una fuente de luz es demasiado alto la señal puede modular su propia fase. Es decir, convierte las fluctuaciones de potencia óptica de una determinada onda en fluctuaciones de fase de la misma onda (15)

Los fenómenos no lineales que generan la modulación de fase en la fibra se producen debido a la existencia de una componente del índice de refracción que depende de la intensidad de las señales ópticas (Efecto Kerr) y que hasta ahora se había ignorado.

Teniendo en cuenta dicha componente, el índice de refracción del núcleo (n_1) y del revestimiento (n_2) queda determinado por la ecuación: $n'_j = n_j + \bar{n}_2 \left(\frac{P}{A_{eff}} \right); j = 1,2;$ donde \bar{n}_2 es el coeficiente de índice no lineal (generalmente el valor número de \bar{n}_2 es aproximadamente $2,6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ para las fibras de sílice), P es la potencia óptica y A_{eff} es un término conocido como área efectiva del modo. (2)

En (2) se demuestran dos características importantes acerca del fenómeno SPM, la primera de ellas es que este desplazamiento de fase auto-inducido depende de la potencia de la señal y por esto los efectos de la SPM son más importantes al comienzo de la fibra o inmediatamente después de un amplificador óptico. La segunda característica es que la SPM induce un chirp frecuencial que crece con la distancia de propagación, es decir, nuevas componentes de frecuencia son generadas a lo largo de la propagación del pulso en la fibra. Estas componentes en frecuencia generadas por la SPM causan el ensanchamiento del espectro.

II.2.3.2.2 Modulación de fase cruzada (*Cross phase modulation, XPM*)

La dependencia que tiene el índice de refracción con la potencia de la señal que fue presentada en la sección anterior conlleva a otro fenómeno no lineal conocido como modulación de fase cruzada (XPM) que ocurre cuando dos o más canales ópticos son transmitidos simultáneamente a través de una fibra óptica usando la técnica de WDM. En este tipo de sistemas, el desplazamiento no lineal de fase que presenta un determinado canal no solo depende de la potencia en ese canal sino también de la potencia en los otros canales. (2)

Los sistemas WDM/IM-DD no son sensibles a las fluctuaciones de la fase de la señal provocadas por XPM, por lo que éstas no son una fuente directa de la degradación. No obstante, debido a la existencia de la dispersión de la fibra, las fluctuaciones de fase son convertidas en fluctuaciones de intensidad y éstas pueden degradar el desempeño del sistema. (16)

II.2.3.2.3 Mezcla de cuatro ondas (*Four wave mixing, FWM*)

La mezcla de cuatro ondas (*Four Wave Mixing, FWM*) consiste en la generación de una señal a frecuencia ω_4 debido a la mezcla de tres señales a diferentes frecuencias ($\omega_1 \omega_2 \omega_3$), de manera que $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$.

El fenómeno de mezcla de cuatro ondas puede producir una degradación apreciable en la calidad de un enlace por fibra óptica. El efecto de FWM depende de forma crítica de la separación en frecuencia de los diferentes canales y de la magnitud de la dispersión. El efecto es particularmente perjudicial para sistemas con un espaciado pequeño entre canales o con un valor de β_2 pequeño.

Para minimizar los efectos perjudiciales de FWM hay diferentes alternativas: utilizar canales de transmisión con separaciones grandes en frecuencia, utilizar frecuencias de trabajo fuera de la región de dispersión cero, o controlar la posición de

los canales en frecuencia para evitar así que se cumplan las condiciones de fase necesarias para la aparición de este efecto no lineal.

II.2.3.2.4 Esparcimiento Raman y esparcimiento Brillouin

El *scattering* Rayleigh o esparcimiento³ Rayleigh es un ejemplo del denominado esparcimiento elástico que se caracteriza porque la frecuencia (o la energía del fotón) de la luz esparcida permanece sin cambios. El esparcimiento inelástico, por su parte, se caracteriza por el hecho de que frecuencia de la luz esparcida es desplazada hacia abajo. Dos ejemplos del esparcimiento inelástico son el scattering Raman y el scattering Brillouin. Ambos pueden ser entendidos como el esparcimiento de un fotón a uno de menor energía donde la diferencia de energía resultante de este proceso toma la forma de un fonón. La diferencia está en que el scattering Raman los fonones son ópticos mientras que en el scattering Brillouin son acústicos.

Ambos procesos de scattering resultan en una pérdida de potencia en la frecuencia incidente. Estas pérdidas son despreciables cuando el nivel de potencia es bajo pero a medida que se aumenta la potencia, los fenómenos no lineales de scattering Raman estimulada (SRS, por sus siglas en inglés) y de scattering Brillouin estimulada (SBS por sus siglas en inglés) adquieren importancia. La intensidad de la luz esparcida en ambos casos crece exponencialmente una vez que la potencia incidente excede un determinado valor de umbral.

A pesar de ser bastante similares en su origen, se pueden establecer las siguientes diferencias entre los fenómenos de SRS y SBS en las fibras monomodo:

- i) La primera de ellas es que SBS solo ocurre en la dirección contraria a luz incidente mientras que SRS puede ocurrir en ambas direcciones.

³ Si bien el término dispersión está muy extendido en la literatura científica (junto con el anglicismo *scattering*, que a menudo se encuentra sin traducir en textos en español), el término recomendado por la Real Academia de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales es esparcimiento, recomendando el uso de dispersión a la dispersión de la luz en los diversos colores que componen su espectro.

- ii) La luz esparcida en SBS es desplazada en frecuencia unos 10 GHz mientras que en SRS este desplazamiento es de 13THz
- iii) El espectro de ganancia de SBS es extremadamente angosto (es menor que <100 MHz) en comparación con el espectro de ganancia de SRS que se extiende sobre el rango de 20-30 THz.

II.3 Receptores ópticos.

Un receptor óptico convierte la señal óptica recibida en el extremo de la fibra óptica en la correspondiente señal eléctrica. La Figura II-6 muestra el diagrama de bloque de un receptor óptico, el cual consiste de un acoplador, un fotodetector y un demodulador. El acoplador se encarga de concentrar la señal óptica recibida en la foto detector, el cual es un semiconductor a fin de aprovechar su compatibilidad con el sistema óptico.

El diseño del demodulador depende del formato de modulación usado en la transmisión, en el caso que se utilice FSK o PSK se requiere de técnicas de demodulación heterodino o homodino. Si se opta por el esquema conocido como IM/DD (*Intensity modulation with direct detection*; modulación de intensidad con detección directa) en la demodulación se recupera la señal modulada en la portadora óptica mediante la conversión de la intensidad óptica a corriente eléctrica. La precisión con la que trabaja este circuito depende de la relación señal a ruido de la señal eléctrica generada por el foto detector. (17)

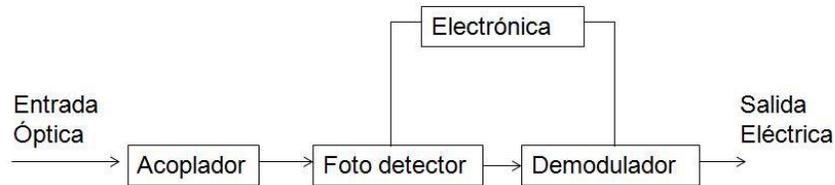


Figura II-6 Diagrama en bloques de un receptor óptico.
Fuente: Elaboración Propia

Un importante parámetro para cualquier receptor es la sensibilidad del mismo. Este parámetro es usualmente definido como la potencia mínima requerida para realizar la correcta detección de la señal. La sensibilidad del receptor depende del

SNR, el cual a su vez depende de las diversas fuentes de ruido que corrompen la señal recibida. Incluso para un receptor perfecto, algo de ruido es introducido durante el proceso de foto detección. Este ruido recibe el nombre de “*quantum noise*” o “*shot noise*” (ruido de disparo) debido a que se origina por las fluctuaciones de los fotones detectados. Los receptores ópticos prácticos no operan al límite del ruido de disparo debido a la presencia de algunas otras fuentes de ruido: una de estas es el ruido térmico, el cual es interno al receptor, otras fuentes de ruido tiene su origen en el transmisor o durante la propagación a lo largo del enlace de fibra. Por ejemplo, cualquier amplificación de la señal óptica a lo largo de la línea de transmisión introduce el denominado “ruido de amplificador” que tiene su origen en el proceso de emisión espontánea. Otro ejemplo es la dispersión cromática que en las fibras ópticas genera efectos como la supresión de portadora.

En resumen, la sensibilidad del receptor está determinada por un efecto acumulativo de todas las fuentes de ruido que degradan el nivel de SNR en el circuito de decisión. En general, también depende de la frecuencia de la señal ya que la contribución de algunas fuentes de ruido incrementa de manera proporcional al ancho de banda de la señal. (2)

Los parámetros clave de un foto-detector son la eficiencia cuántica, el ancho de banda y la linealidad (2). Los foto-detectores para aplicaciones RoF (*radio over fiber*, radio sobre fibra) requieren un ancho de banda de trabajo suficiente, una alta eficiencia en la conversión O/E y soportar niveles altos de potencia óptica. Existen fotodiodos (PD, *Photo-Diode*) de alta velocidad en las bandas de 1310 nm y 1550 nm con anchos de banda de hasta 300 GHz, y PD comerciales con anchos de banda de trabajo de hasta 100 GHz. Cabe destacar la posibilidad de utilizar foto-receptores, es decir, un dispositivo que integra un PD y un amplificador RF. Los foto-receptores permiten aumentar la sensibilidad del PD y mejorar su eficiencia de conversión O/E, aunque el ancho de banda del conjunto esté limitado por el amplificador integrado. (13).

II.4 Técnicas de multiplexación.

II.4.1 Multiplexación por división en longitud de onda.

Este tipo de sistemas transportan la señal RF en el dominio óptico mediante multiplexación por división en longitud de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*). Esta técnica WDM incrementa la capacidad para el transporte óptico de señales al enviar diferentes señales RF en distintas portadoras ópticas por la misma fibra. El interés en los sistemas WDM se debe al desarrollo de los amplificadores EDFA a mediados de los 90, que permiten amplificar un rango notable de longitudes de onda a la vez.

Aunque inicialmente se soportaban solo dos longitudes de onda a 1300 y 1550 nm, actualmente se han llegado a amplificar simultáneamente hasta 160 longitudes de onda normalizadas por la ITU-T. Esto ha permitido elevar la capacidad de transporte óptico a 40,160 y 640 Gbits/s e incluso hasta 1 Tbit/s. También cabe destacar la importancia de los formatos de modulación y codificación óptica de la señal en el aumento de la eficiencia de los sistemas WDM, sobre todo a partir del año 2000.

Las principales limitaciones de estos sistemas, al igual que en los sistemas SCM son el efecto de las no-linealidades de la fibra óptica, el efecto de supresión de portadora y la no-linealidad de los amplificadores EDFA ópticos en aquellos sistemas que los empleen. (13)

En las últimas décadas, el desarrollo de los láseres ha sido muy importante para la evolución de los sistemas WDM. Actualmente, en los sistemas RoF se utilizan láseres de diodo tipo DFB (*Distributed Feedback Laser*), debido a su ancho de línea estrecho, su bajo ruido y alta linealidad. El uso de los láseres de cavidad vertical (VCSEL, *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) para modulación directa en sistemas RoF se ha incrementado debido a factores como su bajo coste y a su capacidad de transmitir en ventanas adecuadas para sistemas de fibras multimodo, primera ventana y segunda ventana de transmisión. En cuanto a los moduladores

externos, se encuentran moduladores basados en el efecto electro-óptico (EOM, *Electro-Optical Modulator*), compuestos por materiales como el niobato de litio, LiNbO₃, o el arseniuro de galio, AsGa, que permiten realizar la conversión de frecuencias eléctricas a ópticas. Actualmente, se trabaja con moduladores con anchos de banda eléctricos superiores a 40 GHz y también con materiales como los polímeros, con el objetivo de reducir la potencia consumida y realizar una conversión electro-óptica mucho más eficiente. Cabe destacar el uso de moduladores de electro-absorción (EAM, *Electro-Absorption Modulator*) con ancho de banda de trabajo de hasta 40 GHz que permiten una alta integración con fuentes láser. (13)

II.5 Ruidos en los enlaces ópticos analógicos.

En los enlaces fotonicos existen, básicamente, tres tipos de ruido: Ruido térmico, ruido de disparo y el ruido de intensidad relativa (RIN: *Relative Intensity Noise*). Todos ellos tienen la característica de ser estadísticamente independientes y por lo tanto la potencia de ruido total del enlace es simplemente la suma de las potencias de ruido individuales.

En las subsecciones siguientes se describen las características principales de estas fuentes de ruido.

II.5.1 Ruido térmico

Siempre que en un circuito se utilice una resistencia esta generará ruido térmico (también conocido como ruido Johnson). Este ruido es consecuencia del movimiento aleatorio de electrones en un conductor y se caracteriza por depender de la temperatura de la resistencia y por ser un ruido blanco⁴, lo que significa que la

⁴ Nyquist demostró que el ruido térmico presenta un espectro plano o “blanco” en el rango de frecuencias $0 \leq f \leq kT/h$; donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta en °K y h es la constante de Planck. En consecuencia, el límite superior de ese rango a temperatura ambiente es 6 THz. Dado que no se ha reportado ningún dispositivo electro-óptico que maneje este ancho de banda consideramos el ruido térmico como perfectamente blanco a lo largo de este trabajo.

potencia de ruido por unidad de ancho de banda es constante e independiente de la frecuencia. (3)

El ruido térmico generado por una resistencia R es generalmente expresado a través de su corriente media cuadrática $\overline{i_{th}^2} = 4kT\Delta f/R$; donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta en °K y Δf es el ancho de banda de la señal. (18)

II.5.2 Ruido de disparo.

El ruido de disparo aparece siempre que una corriente eléctrica de valor promedio $\overline{I_D}$ es generada a través de una serie de eventos aleatorios e independientes, como es el caso de la corriente generada en un fotodetector. Este ruido también tiene la característica de ser un ruido blanco y dentro de un ancho de banda Δf es representado por su corriente cuadrática media: $\overline{i_{sn}^2} = 2q\overline{I_D}\Delta f$; donde “q” es la carga de un electrón. Note que el ruido de disparo es directamente proporcional a la corriente $\overline{I_D}$. Así que el ruido de disparo puede ser mayor que el ruido térmico si la corriente $\overline{I_D}$ es lo suficientemente grande. Esto representa una de las desventajas de usar gran potencia de “*lasing*”. Por ejemplo, el ruido de disparo con $\overline{I_D} = 1mA$ es equivalente al ruido térmico generado por una resistencia de 50Ω a una temperatura ambiente de $290^\circ K$ (18).

II.5.3 Ruido de Intensidad Relativa.

Las fluctuaciones en la intensidad de un laser causadas por emisiones espontaneas aleatorias son conocidas como ruido de intensidad relativa (*rin*). El *rin* es definido como: $rin = \frac{\overline{\delta p_1^2 \Delta f}}{P_L^2}$, donde $\overline{\delta p_1^2}$ denota la media de la densidad espectral cuadrada de las fluctuaciones de intensidad y $\overline{P_L^2}$ es el promedio del cuadrado de la potencia del laser. En general *rin* es una función de $\overline{P_L^2}$ y alcanza su máximo justo por encima del umbral de *lasing* y a partir de allí decrece a medida que el laser aumenta su potencia. (18)

Ambos, $\overline{\delta p_1^2}$ y $\overline{P_L^2}$ producirán sus correspondientes corrientes cuadráticas en la resistencia de carga luego de la detección. Dado que se utilizará el mismo detector y el mismo circuito para $\overline{\delta p_1^2}$ y $\overline{P_L^2}$, la relación $\frac{\overline{\delta p_1^2}}{\overline{P_L^2}}$ será igual que la relación $\frac{\overline{i_{rin}^2}}{\overline{i_D^2}}$ y en consecuencia, será posible obtener la corriente cuadrática media del ruido de intensidad relativa como: $\overline{i_{rin}^2} = rin \cdot \overline{i_D^2} \cdot \Delta f$. (3)

Es importante destacar que $\overline{i_{rin}^2}$ es proporcional al cuadrado de $\overline{i_D}$ mientras que $\overline{i_{sn}^2}$ es solo linealmente proporcional a $\overline{i_D}$, por lo tanto, el ruido RIN será dominante a niveles altos de potencia de *lasing*.

El ruido de intensidad relativa de un laser generalmente se especifica en términos de RIN donde $RIN = 10 \log_{10}(rin)$. El espectro de RIN no es plano y en consecuencia no es una fuente de ruido blanco. Sin embargo, por simplicidad, en la mayoría de los análisis de enlaces se asume que RIN es una constante dentro del ancho de banda de interés. (18)

Capítulo III Metodología y Desarrollo

Este trabajo especial de grado está enfocado en presentar de forma sistematizada el estudio de un problema práctico real y en brindarle una solución mediante la profundización, extensión y aplicación de los conocimientos adquiridos a lo largo de los estudios realizados en la escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones de la Universidad Católica Andrés Bello, es por ello que se optó por establecer y seguir una metodología en la cual se combinan métodos de investigación documental y de desarrollo de ingeniería. La razón para hacerlo de esta manera radica en que se consideró necesario llevar a cabo, en primer lugar, un proceso de obtención y análisis de la teoría relacionada con los enlaces ópticos analógicos que sirviera como sustento al posterior desarrollo técnico con el cual se proporciona una solución que satisface los requerimientos específicos de la empresa y que mantiene, en el proceso hacia ese fin, un enfoque lo suficientemente general para permitir que los resultados obtenidos puedan ser fácilmente aplicables al sistema de recepción satelital de cualquier “cabecera de cable”.

En este capítulo se busca describir en detalle cada una de las ocho fases que constituyeron el desarrollo de este trabajo haciendo énfasis tanto en los procedimientos y las actividades que se llevaron a cabo como en los criterios que se tuvieron en cuenta para tomar cada una de las decisiones asociadas al desarrollo de la solución.

III.1 Recopilación, clasificación y estudio de la información y teoría referente a los sistemas de comunicaciones ópticas por fibra para el transporte señales RF.

Esta fase consistió en realizar la recopilación, clasificación y estudio de la información y teoría referente a los sistemas de comunicaciones ópticas por fibra incluyendo fenómenos asociados a las comunicaciones ópticas, métodos de multiplexación y modulación, tipos de transmisores, tipos de receptores, tipos de fibra

óptica, topologías de redes ópticas, conectores, empalmes, así como, estrategias de diseño y planificación. Durante este proceso se consultaron libros especializados en el tema, artículos en revistas arbitradas y tesis doctorales y trabajos especiales de grado realizados en prestigiosas universidades de Europa y Estados Unidos; todo este material se encuentra listado en el capítulo VI.

La realización de esta fase fue fundamental para las actividades de las fases posteriores pues proporcionó el sustento teórico tanto para la redacción del marco teórico de este TEG como para fundamentar las decisiones de diseño tomadas.

III.2 Levantamiento de información en la empresa

En esta fase se realizó el levantamiento de información en la empresa con el fin de definir los requerimientos técnicos específicos del proyecto. En particular, se recolectaron datos referentes al número de antenas, ubicación de las antenas, número de alimentadores, tipos de polarización, características de las señales recibidas, distancia entre las antenas y las salas de recepción, potencia y ancho de banda de la señal RF a la salida de los LNB.

En esta sección se describe este proceso de recolección de información que realizado durante numerosas visitas al Centro de Transmisiones.

III.2.1 Descripción del patio de antenas.

Mediante la revisión de los planos del Centro de Transmisiones y un recorrido por sus instalaciones se pudo comprobar que actualmente el patio de antenas está constituido por 17 platos parabólicos, de diferentes diámetros y fabricantes, usados para la recepción de señales provenientes de diversos satélites. Además existen una antena para la transmisión satelital, antenas del tipo Yagi y Logaritmica-Periodica para la recepción de señales de televisión abierta en la banda VHF y UHF y antenas para enlaces de microondas. Sin embargo, sólo las antenas usadas para la recepción

satelital son del interés de este trabajo por lo que el resto de las antenas serán omitidas en lo subsiguiente.

Como se puede observar en la Figura III-1 las antenas parabólicas se encuentran concentradas en dos zonas claramente diferenciadas del patio de antenas. Esta circunstancia fue útil al definir, para propósito del diseño de la infraestructura óptica, dos sub-patios de antenas (patio A y patio B) como se muestra en la Tabla III-1. En esa misma tabla también se muestran la cantidad de “*feed*” o “alimentadores” que tiene cada plato, la banda de frecuencia utilizada y el tipo de polarización. Se puede observar que existen algunos platos que tienen más de un “alimentador” lo que posibilita que puedan recibir las señales de diversos satélites o señales en diferentes bandas de frecuencia o con diversos tipos de polarización provenientes de un satélite en particular.

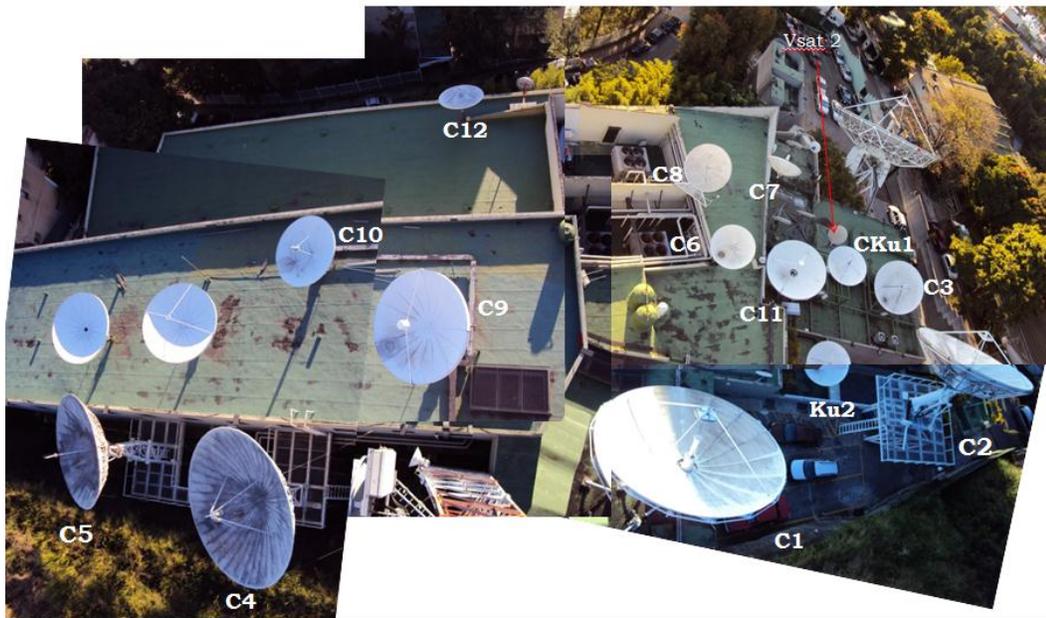


Figura III-1 Patio de antenas del Centro de Transmisiones (Vista aérea).
Fuente: Elaboración propia

Es importante recordar que por cada “alimentador” es posible recibir dos señales de polarizaciones antagónicas, por ejemplo, si el tipo de polarización es lineal será posible recibir con un mismo “alimentador” una señal en polarización vertical y otra

en polarización horizontal. Algo similar ocurre en el caso de un alimentador de polarización circular pues será posible recibir una señal en polarización dextrógira y otra en polarización levógira. Por lo tanto, al contar con un total de 21 “alimentadores” en el sistema de recepción del centro, se tiene un total 42 señales de RF en banda L (30 provenientes del patio A y 12 del patio B) que ocupan espectros completos de 500MHz o de 750 MHz (Banda L extendida) que se deben transmitir sobre la red óptica hasta las dos salas de adquisición de señales planteadas.

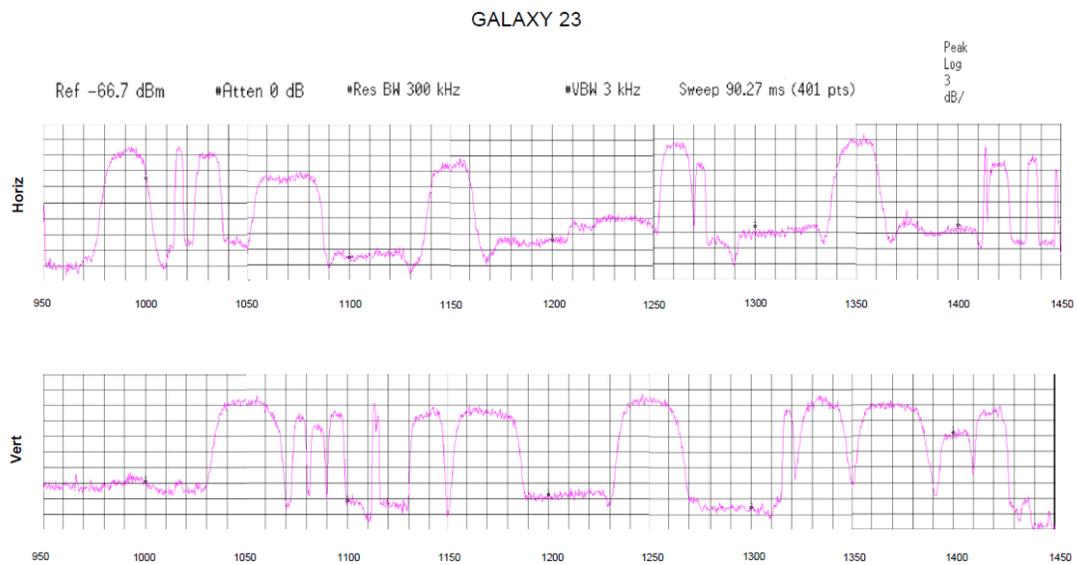
Tabla III-1 Cuadro resumen antenas de recepción satelital del centro de transmisiones.
Fuente: Elaboración propia

Nombre de Antena	Satélite	Patio	Polarización
C1	Ocasional	Patio A	Lineal
C2	Ocasional	Patio A	Lineal
C3	Intelsat 14- Intelsat 11	Patio A	Lineal
C4	Nss 806	Patio B	Circular
C5	Nss 806	Patio B	Circular
C6	Intelsat 9	Patio A	Lineal
C7	Satmex 5	Patio A	Lineal
C8	Hispasat	Patio A	Lineal
C9	Intelsat 14- Intelsat 11	Patio B	Lineal
C10	Is1R	Patio B	Lineal
CKu 1	Intelsat 9 (Banda C,Banda Ku)	Patio A	Lineal
Ku 2	Intelsat 805	Patio A	Lineal
Vsat	G3c	Patio A	Circular
Vsat1	Hispasat	Patio A	Lineal
Vsat2	G3c	Patio A	Circular
C12	Venesat	Patio B	Lineal
C11	Intelsat 805 - Intelsat 9	Patio A	Lineal

III.2.2 Características de la señal RF a transportar.

Se determinó, a través de la revisión de los parámetros referente a los servicios satelitales recibidos en el Centro de Transmisiones y una posterior comprobación de esta información mediante la realización de barridos espectrales como el que se presenta en la Figura III-2, que las señales RF que se reciben por cada uno de los “alimentadores” contienen información de distintos proveedores que suben sus servicios a un determinado satélite para que sean retransmitidos a sus clientes. Esto implica que a pesar que estos servicios se encuentran en la misma señal RF transmitida desde el satélite pueden tener esquemas de modulación distintos (QPSK,

8-PSK, 16-QAM) o usar técnicas de compresión diferentes que acarreen una variación en el ancho de banda de los servicios o también se puede presentar el caso de que existan segmentos que sean utilizados sólo para la transmisión de eventos ocasionales o contener servicios que no sean del interés de la empresa. En vista de esto, la solución que se presente no sólo debe proporcionar la mejor a relación portadora a ruido y portadora a interferencia posible para la transmisión de la señal desde el patio de antenas hasta las sala de recepción sino que también debe ser transparente a estas situaciones expuestas.



**Figura III-2 Espectro de frecuencia de una señal RF banda L recibida desde satélite Galaxy 23.
Fuente: Elaboración propia**

Con el fin de poder caracterizar la influencia que tienen el ruido y la intermodulación que se generan en el sistema de transporte óptico sobre la señal RF y en vista de que como se comentó anteriormente (y particularmente como se puede observar en la Figura III-2), las diversas señales satelital recibidas en el centro difieren en cuanto al número de portadoras y el ancho de banda de los canales, se optó por considerar a efectos de cálculos la existencia de 12 canales de 36 MHz de igual potencia dentro de cada banda L transportada. Estos datos se corresponden con la cantidad de transpondedores y su ancho de banda que se manejan en la mayoría de las señales satelitales recibidas en el centro. La consideración planteada se basa en

que el proveedor satelital realiza un control muy estricto tanto de potencia como de ancho de banda en cada transpondedor y por lo tanto se estima que al utilizar estos datos se podrá predecir un rendimiento muy aproximado al que tendrá el sistema en realidad.

III.2.3 Descripción de las salas de recepción.

Como ya se comentó en el capítulo I uno de los requerimientos fundamentales y específicos del caso de estudio es la necesidad de resolver el transporte de cada una de las señales satelitales recibidas hasta las dos salas de adquisición de señales (SAS) del centro de transmisiones (una de ellas proyectada como parte de la expansión de la plataforma del centro). En estas salas es donde se encuentran los receptores profesionales (también conocidos como IRD, *Integrated Receiver Decoder*) que se utilizan para la extracción de servicios específicos contenidos en la señal satelital con miras a su posterior digitalización (en caso que se requiera) y procesamiento en el resto de los subsistemas de la plataforma.

Los receptores están conectados al *Patch* RF que es a donde llega cada señal recibida luego de haber pasado por el LNB, estos dispositivos se sitúan en la antena (1 por polarización) y se utilizan con el fin de amplificar la señal que llega debilitada por la gran atenuación que sufre en su propagación desde el espacio y para realizar la conversión de la frecuencia de la señal desde banda C o banda Ku a banda L. Esta última tarea del LNB es de significativa importancia cuando el transporte de la señales RF se realiza sobre cable coaxial ya que las pérdidas características de este medio de transmisión aumentan considerablemente a medida que la frecuencia de la señal transportada es mayor. El precio que hay que pagar por esa disminución en la atenuación de la señal es el de los efectos no lineales producidos en el proceso de conversión de frecuencia.

La transmisión de señales en forma óptica no presenta esa desventaja característica del cable coaxial y por lo tanto es posible transmitir directamente señales en banda C, Ku o Ka, evitando así la distorsión producida por las características no lineales del

proceso de conversión de frecuencia. Sin embargo, esta posibilidad fue descartada al observar que los LNB usados en el centro de transmisiones no cuentan con salida directa desde el LNA, en vista de esto la solución que se desarrolla en este trabajo transporta las señales en banda L, tal y como la entregan estos LNB.

Otro dato importante en el desarrollo de la solución es la potencia que tiene cada señal RF a la salida del LNB. Debido a la imposibilidad de medir este parámetro directamente en la salida del LNB, se optó por estimar su valor a partir de la potencia entregada al receptor y considerando todas las pérdidas generadas en el trayecto desde el LNB hasta las SAS. Este proceso consistió en medir la potencia total de la señal RF de interés en su banda útil⁵ usando un analizador de espectro en modo “*Channel Power*” tal y como se muestra en la Figura III-3 y restándole a ese valor las pérdidas por inserción asociadas a los divisores de potencias colocados en el *patch* RF⁶ y la atenuación correspondiente al cable coaxial⁷. La Tabla III-2 resume los resultados obtenidos en esta actividad y a partir de los cuales se puede establecer que, en promedio, la señal banda L a la salida de los LNB tiene un máximo de -20 dBm de potencia y un mínimo de -40 dBm. Estos datos serán útiles en los cálculos que se presentaran en las secciones siguientes.

⁵ Como ya se ha mencionado, en este trabajo son de interés señales banda L, cuyo ancho de banda comprende desde los 950 MHz hasta los 1450 MHz en la versión típica y desde los 950 MHz hasta los 1700 MHz es la versión extendida

⁶ La cantidad y el tipo de divisores de potencia usados para una determinada señal dependen de la cantidad de receptores que la requieran. Las señales que contienen el mayor número de servicios de interés son sometidas a un divisor de 2 vías y luego a uno de 8 vías mientras que las señales con pocos servicios de interés pasan solo por un divisor de 4 vías.

⁷ El cable típico usado en el centro de transmisiones es un RG-6 de 75 Ω el cual tiene una atenuación de 0,2 dB/m

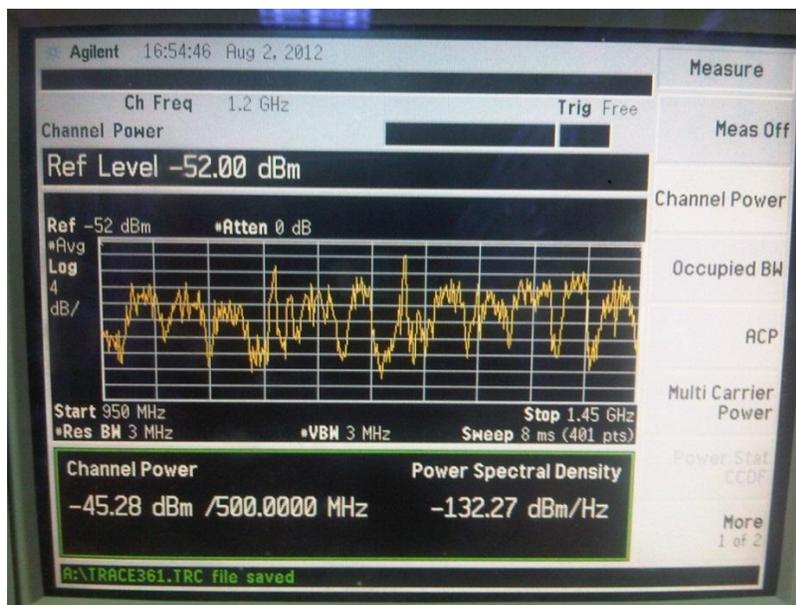


Figura III-3 Medición de potencia de la señal banda L proveniente del satélite Intelsat-9 polarización vertical a la entrada del IRD.
Fuente: Elaboración Propia.

Tabla III-2 Cuadro resumen cálculos de potencia de cada señal RF a la salida de su respectivo LNB.
Fuente Elaboración propia.

Antena	Satélite	Polarización	Ancho de banda (MHz)	Potencia Entrada al IRD (dBm)	Perdidas por inserción divisor de potencia			Distancia Antena-SAS (metros)	Perdidas por cable coaxial (0,2 dB/m)	Potencia LNB (dBm)
					2 Vías	4 Vías	8 Vías			
C1	Ocasional	Vertical	500	-45,8	-----	-----	11,3	25	5	-29,5
C1	Ocasional	Horizontal	500	-45,7	-----	-----	11,3	25	5	-29,4
C2	AMC -1	Vertical	500	-50	-----	-----	11,3	24	4,8	-33,9
C2	AMC -1	Horizontal	500	-49,1	-----	-----	11,3	24	4,8	-33
C3	IS-14	Vertical	500	-43,6	-----	-----	11,3	34	6,8	-25,5
C3	IS-14	Horizontal	500	-42,88	-----	-----	11,3	34	6,8	-24,78
C3	IS-11	Vertical	500	-47,7	3,8	-----	11,3	34	6,8	-25,8
C3	IS-11	Horizontal	500	-47,6	3,8	-----	11,3	34	6,8	-25,7
C4	NSS 806	LHCP	500	-52,3	3,8	6,8	11,3	62	12,4	-18
C4	NSS 806	RHCP	500	-52,1	3,8	6,8	11,3	62	12,4	-17,8
C5	NSS 806	LHCP	500	-52,9	3,8	-----	11,3	64	12,8	-25
C5	NSS 806	RHCP	500	-52,8	3,8	-----	11,3	64	12,8	-24,9
C6	IS-1R (C-Band)	Vertical	500	-55,9	3,8	6,8	11,3	30	6	-28
C6	IS-1R (C-Band)	Horizontal	500	-59,8	3,8	6,8	11,3	30	6	-31,9
C7	SATMEX 5	Vertical	500	-50,5	-----	6,8	-----	40	8	-35,7
C7	SATMEX 5	Horizontal	500	-47,7	-----	6,8	-----	40	8	-32,9
C8	HISPASAT	Vertical	500	-51,1	-----	-----	11,3	43	8,6	-31,2
C8	HISPASAT	Horizontal	500	-40,2	-----	-----	11,3	43	8,6	-20,3
C9	IS-14	Vertical	500	-43,4	-----	-----	11,3	54	10,8	-21,3
C9	IS-14	Horizontal	500	-42,88	-----	-----	11,3	54	10,8	-20,78

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

C9	IS-11	Vertical	500	-47,7	3,8	-----	11,3	54	10,8	-21,8
C9	IS-11	Horizontal	500	-47,6	3,8	-----	11,3	54	10,8	-21,7
C10	IS-1R (C-Band)	Vertical	500	-54,3	-----	-----	11,3	57	11,4	-33,2
C10	IS-1R (C-Band)	Horizontal	500	-58,1	-----	-----	11,3	57	11,4	-37,1
C11	IS-9	Vertical	500	-45,2	3,8	-----	11,3	28	5,6	-24,5
C11	IS-9	Horizontal	500	-44,4	3,8	-----	11,3	28	5,6	-23,7
C11	IS-805	Vertical	750	-47,5	3,8	-----	11,3	28	5,6	-26,8
C11	IS-805	Horizontal	750	-46,6	3,8	-----	11,3	28	5,6	-25,9
C11	AMAZONAS 2	Vertical	500	-45,4	-----	6,8	-----	28	5,6	-33
C11	AMAZONAS 2	Horizontal	500	-45,6	-----	6,8	-----	28	5,6	-33,2
C12	VENESAT	Vertical	500	-62,5	-----	6,8	-----	78	15,6	-40,1
C12	VENESAT	Horizontal	500	-62,6	-----	6,8	-----	78	15,6	-40,2
CKu 1	IS-9 (C-Band)	Vertical	500	-45,2	3,8	-----	11,3	30	6	-24,1
CKu 1	IS-9 (C-Band)	Horizontal	500	-44,8	3,8	-----	11,3	30	6	-23,7
CKu 1	IS-9 (Ku-Band)	Vertical	750	-59,02	-----	6,8	-----	30	6	-46,22
CKu 1	IS-9 (Ku-Band)	Horizontal	750	-56	-----	6,8	-----	30	6	-43,2
Ku2	IS-805	Vertical	500	-48	3,8	-----	11,3	22	4,4	-28,5
Ku2	IS-805	Horizontal	500	-47,4	3,8	-----	11,3	22	4,4	-27,9
Vsat 1	G3C	RHCP	750	-29,5	-----	6,8	-----	35	7	-15,7
Vsat 1	G3C	LHCP	750	-31,2	-----	6,8	-----	35	7	-17,4
Vsat 2	HISPASAT	Vertical	500	-51,1	-----	-----	11,3	31	6,2	-33,6
Vsat 2	HISPASAT	Horizontal	500	-40,2	-----	-----	11,3	31	6,2	-22,7

III.3 Determinación de las técnicas de modulación y multiplexación para enlaces ópticos viables para el proyecto.

Una vez concluida la fase de levantamiento de información comenzó un proceso de análisis de los datos obtenidos con el fin de determinar las técnicas de modulación y multiplexación más adecuadas para este proyecto, apoyado tanto en el conocimiento teórico obtenido a partir de fase I como en un estudio de mercado que se realizó con miras a conocer el tipo de soluciones que ofrecían los proveedores, ya que el enfoque que tiene este TEG es el de un diseñador de enlace y en consecuencia este factor es de mucho de peso en el proceso de selección pues hay que trabajar con lo que exista en el mercado.

Dentro de este contexto se determinó que la opción más adecuada para la modulación es la técnica de modulación directa de la intensidad. Entre las razones más importantes están el hecho de que es una técnica más madura y menos compleja que la de modulación en frecuencia, la cual de hecho no se encuentra comúnmente disponible en el mercado por lo que se constituye como una opción sumamente costosa y que por las características de corto alcance que tiene el sistema, su principal ventaja que es proveer un mayor nivel del SNR con una menor potencia en comparación a IM, no tiene tanta relevancia para el caso de estudio donde el sistema no es limitado por potencia. Por otra parte, la modulación externa de la intensidad se ve desfavorecida porque los requerimientos de la señal que se debe transmitir quedan perfectamente satisfechos con la modulación directa y por lo tanto no es necesario el costo adicional de un modulador externo.

En cuanto a la multiplexación, dada la posibilidad de concentrar las señales provenientes de todas las antenas de recepción del Centro de Transmisiones en un mismo punto antes de ser enviadas a las salas de recepción y teniendo como meta el desarrollo de una infraestructura de comunicaciones que sea fácilmente escalable se tomó la decisión de presentar una solución basada en la multiplexación por división de longitud de onda. Esta solución es, sin embargo, bastante costosa y por ello se

plantea de manera paralela la posibilidad de realizar un multiplexado espacial que permita sacarle el máximo provecho a la gran cantidad de hilos ópticos que tiene un cable de fibra. La selección de cual sistema es más conveniente se realizó posteriormente al contar con los resultados de los cálculos de las figuras de merito y del análisis económico de ambas soluciones.

III.4 Definición de las topologías de red óptica.

En esta fase se definieron las topologías de red óptica con las cuales se logra adaptar las técnicas de modulación y multiplexación seleccionadas a la infraestructura específica de la empresa.

La selección de la topología a implementar depende de las necesidades específicas de la solución. En el caso de estudio en donde se requiere transportar todas las señales desde los patios de antenas de recepción satelital hasta dos salas de recepción distintas, la opción lógica es pensar en una topología física del tipo estrella independiente para cada una de las salas, las cuales actuarían como estaciones centrales de la red. Este tipo de despliegue permitiría tener enlaces punto a punto entre cada LNB y cada SAS.

Tanto para el caso de la solución basada en multiplexación espacial como para aquella basada en DWDM es posible colocar el transductor eléctrico-óptico a pie de la antena, con esto se obtiene el máximo provecho de la solución óptica pues se elimina por completo el uso de cable coaxial en el sistema de recepción. Sin embargo, esto tiene la desventaja de que el modulo transmisor estaría colocado a la intemperie, lo que pudiera afectar eventualmente su desempeño debido a la necesidad de estabilidad térmica que debe tener la fuente óptica para su correcto funcionamiento. A fin de poderle brindar el máximo resguardo posible al transmisor óptico y facilitar el proceso de instalación del sistema se ha optado por una opción híbrida coaxial-fibra en la cual se pretende transportar todas las señales sobre cable coaxial desde los LNB hasta un gabinete ubicado en cada uno de los patios de antenas en donde se

encontraran resguardados todos los equipos ópticos necesarios. Con estos planteamientos el diagrama de la solución basada en la multiplexación espacial se presenta en la Figura III-4 mientras que el de la solución basada en DWDM se presenta en la Figura III-5.

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

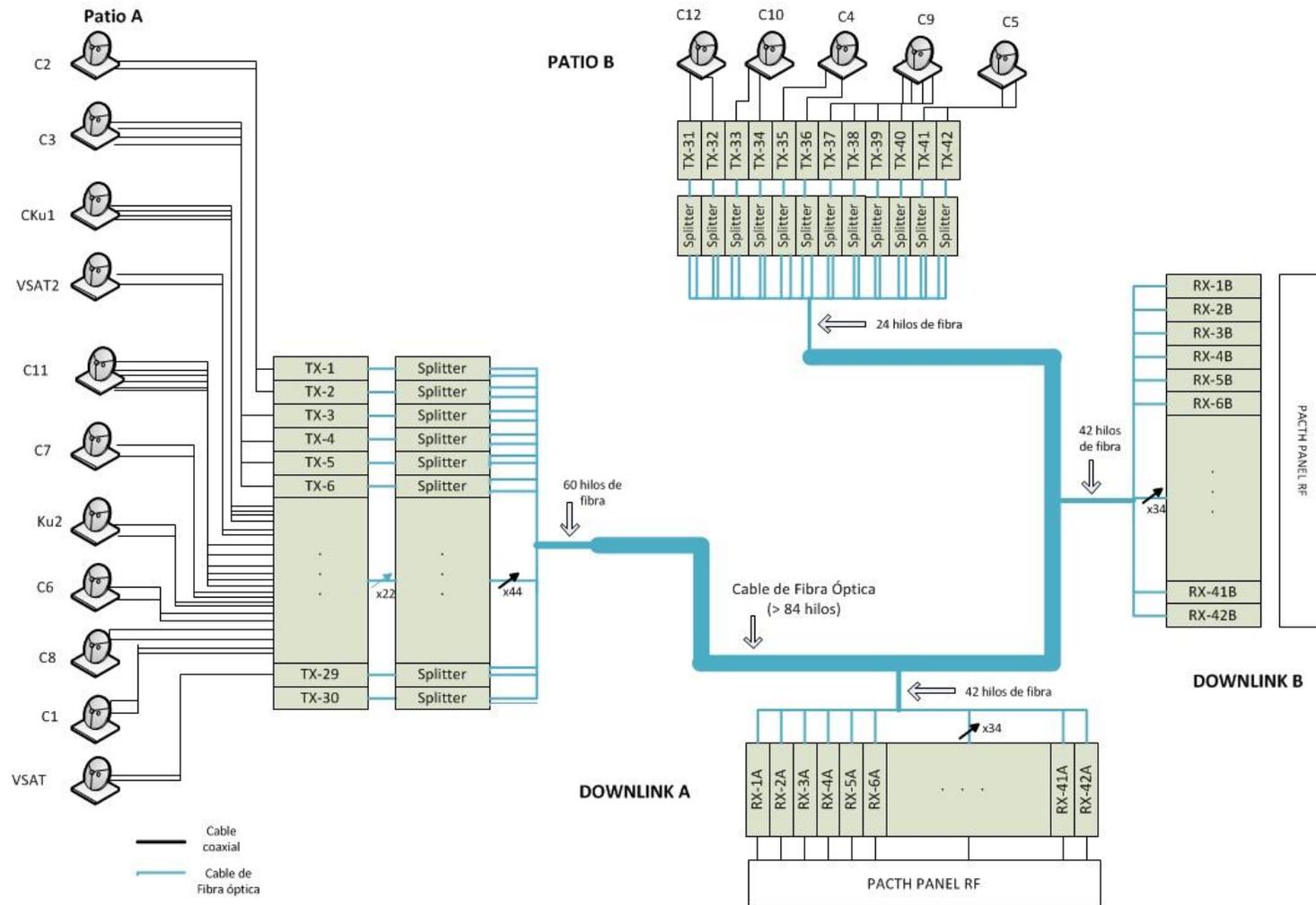


Figura III-4 Diagrama de la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente Elaboración Propia

DESARROLLO DE UNA INFRAESTRUCTURA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA EL TRANSPORTE DE SEÑALES EN UN CENTRO DE RECEPCIÓN DE TELEVISIÓN SATELITAL.

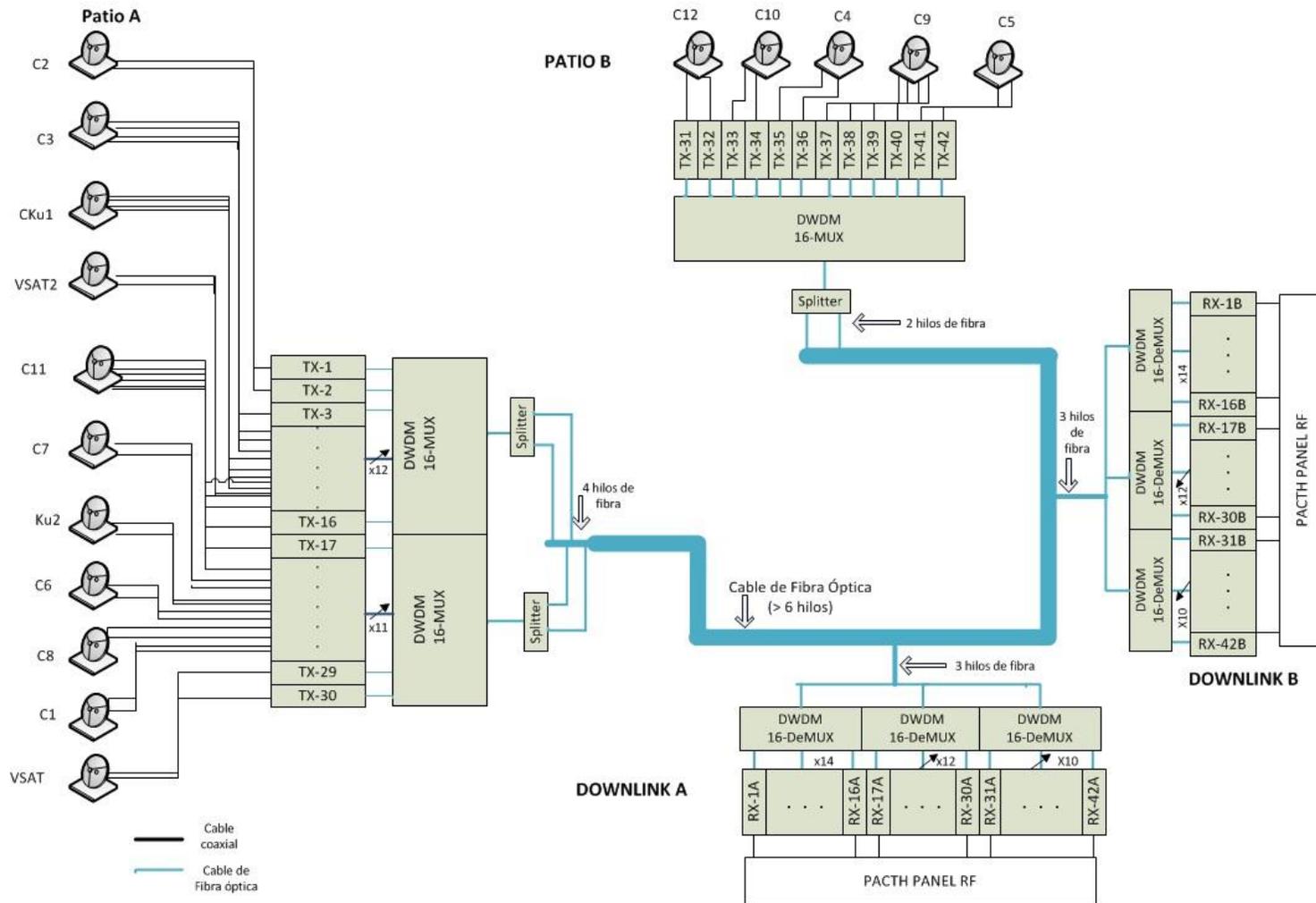


Figura III-5 Diagrama de la solución basada en multiplexación DWDM.
Fuente Elaboración Propia

III.5 Selección y descripción de los equipos y cables ópticos.

En esta fase se establecieron las características de los diversos equipos y del cable de fibra óptica que se requieren para poder implementar las dos soluciones que presenta este TEG.

III.5.1 Solución basada en la multiplexación espacial.

III.5.1.1 Transmisor óptico.

Para la selección del transmisor óptico se establecieron una serie de requisitos asociados tanto con factores propios de la aplicación estudiada como con características que se consideraron necesarias para obtener el rendimiento esperado y para facilitar el proceso de despliegue de la solución.

El requerimiento fundamental lo definió la técnica de modulación óptica escogida y las características de la señal que se iba a transmitir, en consecuencia, para que un transmisor óptico pudiera ser seleccionado en principio debía cumplir con ser modulado directamente en intensidad y estar diseñado para transmitir señales en el rango de frecuencias desde 950 MHz hasta, por lo menos, 1750 MHz, de forma completamente transparente al formato de modulación que tenga la señal.

Por otra parte, se estableció a partir del estudio de la teoría y de la revisión de diversos trabajos de investigación en el campo de la enlaces ópticos analógicos, que el laser debía ser del tipo DFB con el fin de contar con una mayor pureza espectral en la luz acoplada a la fibra óptica lo que implica menor dispersión, menor ruido de intensidad relativa (que como se verá más adelante esta es la fuente de ruido dominante en este enlace) y un mayor rango dinámico que el que se obtendría con un laser del tipo FP. Otro requerimiento que se hizo con respecto al laser es que debía operar en la región de los 1300 nm, dado que por las cortas distancias que se consideran en esta implementación, el sistema óptico planteado no estará limitado por

pérdidas de la fibra óptica y en vista de esto se prefiere sacar provecho de los beneficios de la zona de baja dispersión.

Teniendo en cuenta que el transmisor óptico no solo se limita a estar formado por el laser sino también por otros componentes, se estableció que era necesario que dicho equipo contara con un amplificador electrónico de bajo ruido que permitiera lidiar con la pérdidas asociadas con la poca eficiencia característica del proceso de transducción eléctrica-óptica y con un circuito de acoplamiento de impedancia puramente resistivo que permitiera elevar la impedancia de entrada total del transmisor óptico a 75Ω , valor en el cual se alcanzaría la máxima transferencia de potencia entre la entrada y la salida del sistema óptico, teniendo en cuenta que la carga que se va a tener a la salida del sistema óptico es igual al mencionado valor. Hay que señalar que típicamente el laser solo tiene unos 5 ohms de impedancia característica por lo que basta con colocarle una resistencia en serie para alcanzar el valor de impedancia de entrada al transmisor deseado. Al hacer la conexión en serie el valor de la corriente de la señal RF que modula la portadora óptica se mantiene y en consecuencia la eficiencia con la cual el transmisor óptico en su totalidad (entendiendo que está formado no solo por el laser sino también por componentes electrónicos y por elementos que permiten el acoplamiento de la luz a la fibra) convierte la señal eléctrica en una señal óptica es prácticamente la misma que presenta el laser por si sólo.

También se buscaba que el transmisor proporcionara algún mecanismo de aislamiento del laser con el fin de evitar que las reflexiones ópticas puedan ocasionar la desestabilización del laser y una considerable disminución en el rendimiento del sistema producto del aumento de ruido en el laser. Finalmente se quería un producto que pudiera ser instalado en racks con el fin de sacar el máximo provecho al espacio del gabinete que se propone instalar en los patios de antena con el fin de proteger los equipos de transmisión ópticos de los efectos de la intemperie.

Luego de estudiar los productos de los diferentes fabricantes que cumplen con las condiciones establecidas y de tomar en cuenta factores como la trayectoria y la situación económica del fabricante, se optó por considerar para esta solución el equipo OTS-1LT de la marca Emcore cuyas características se presentan en la Tabla III-3.

Tabla III-3 Especificaciones del transmisor utilizado en la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Emcore

Modelo:	Optiva L-band, OTS-1LT
Fabricante:	Emcore
Características del preamplificador electrónico integrado en el transmisor	
Ganancia	Ajustable hasta 30 dB
Figura de ruido	6 dB
Punto de intercepción de tercer orden a la salida (OIP ₃ ; <i>Output Intercept Point third order</i>)	15 dBm
Punto de compresión de 1dB (referido a la salida)	5 dBm
Características del laser integrado en el transmisor	
Tipo de laser	Distributed Feedback (DFB)
Modulación óptica:	IM (directa)
<i>Biasing above threshold</i>	50 mA
Eficiencia del laser	0,05 W/A
Potencia óptica promedio	4 dBm
Punto de intercepción de tercer orden a la entrada (IIP ₃ <i>Input Intercept Point third order</i>)	37 dBm
Punto de compresión de 1dB (referido a la salida)	18 dBm
Factor RIN (<i>Relative Intensity Noise</i> , ruido de intensidad relativa)	-158 dB/Hz
Longitud de onda	1310 nm
Características generales del transmisor	
Perdidas por empalme	0 dB
Pérdidas RF	0 dB
Eficiencia del Tx (η_{TX})	0,05 W/A
Impedancia de entrada (R_{IN})	75 Ω
Potencia de la señal RF de entrada	0 – 35 dBm
Rango de frecuencias de operación	50 MHz – 3000 Mhz (optimizado para banda L en RF)

III.5.1.2 Receptor óptico.

El criterio fundamental a la hora de seleccionar el receptor óptico para esta aplicación era la compatibilidad tanto con el transmisor elegido como con la carga conectada al sistema óptico. En consecuencia, se busco un receptor que empleara el método de detección directa basado en un diodo PIN con una respuesta en frecuencia

igual o superior a la del transmisor. Generalmente la respuesta en frecuencia del fotodetector es mejor que la de los otros elementos del sistema.

En cuanto al resto de los elementos que junto al diodo PIN integran el receptor óptico, se requería un posamplificador con el fin de mejorar la ganancia del sistema óptico con respecto a la señal RF transportada y de un circuito que permitiera disminuir la impedancia característica del fotoreceptor (la cual típicamente es de varios $K\Omega$) para poder lograr el acoplamiento de impedancia con la carga de 75Ω . Debido a las cortas distancias que se manejan en esta aplicación, se espera que el valor de la corriente del fotodetector se encuentre en la parte alta del rango típico de este parámetro, lo que permite optar por un receptor en el cual el circuito para el acoplamiento de impedancia sea puramente resistivo y que básicamente consista en una resistencia en paralelo con el fotodetector, esto implica que la corriente entregada a la carga va a ser la mitad de la corriente del fotodetector y por esta razón la eficiencia del receptor será la mitad de la eficiencia que presenta el fotodetector. Hay que recordar que desde el punto de vista de recepción, esta eficiencia de la cual se esta hablando se refiere a la pendiente de la curva que representa la corriente generada a partir de la potencia óptica recibida.

Con todos estos requerimientos en cuenta se seleccionó el producto OTS-1LR del mismo fabricante del dispositivo transmisor con el fin de asegurar compatibilidad y facilitar el proceso de compra, instalación y servicio técnico. Las especificaciones de dicho producto se presentan en la Tabla III-4.

Tabla III-4 Especificaciones del receptor utilizado en la solución basada en multiplexación espacial.

Modelo:	Optiva L-band, OTS-1LR
Fabricante:	Emcore
Características del posamplificador electrónico integrado en el receptor	
Ganancia	Ajustable hasta 30 dB
Figura de ruido	3 dB
Punto de intercepción de tercer orden a la salida (OIP ₃ : <i>Output Intercept Point third order</i>)	25 dBm
Punto de compresión de 1dB (referido a la salida)	15 dBm
Características del fotoreceptor integrado en el receptor	
Tipo de fotoreceptor	Diodo PIN (Detección directa)
Eficiencia del fotoreceptor	0,9 A/W

Máxima potencia recibida	2 mW
Resistencia de ruido térmico	50 Ω
Características generales del receptor	
Eficiencia del Rx (η_{RX})	0,45 W/A
Impedancia de salida (R_{out})	75 Ω

III.5.1.3 Cable óptico.

Dado que el Centro de Transmisiones no existe despliegue de cable óptico, en este trabajo especial de grado también se selecciona el tipo de cable que se debe instalar de acuerdo con las necesidades asociadas a las soluciones propuestas. En este sentido, se tuvieron en cuenta factores como el tipo de fibra (monomodo o multimodo), el número de fibras necesarias, el tipo de cubierta requerida, la longitud del enlace, la facilidad con que se llevan a cabo los procesos de conectorización e instalación, la clasificación antillamas que debe satisfacer el cable óptico de acuerdo al tipo de ducto por el cual se despliegue, la longitud de los recorridos verticales y el radio de curvatura del cable óptico.

En el caso de la solución basada en multiplexación espacial, el fabricante de los equipos de transmisión y recepción recomienda el uso de fibras monomodo. Además, como se planteo en la sección III.4, esta solución requiere de un gran número de fibras (dos por cada LNB) al cual se le debe sumar la cantidad de fibras que se dejaran oscuras con miras a la expansión del centro. Con la finalidad de facilitar el proceso de instalación y minimizar los costos que estarían asociados al despliegue de este considerable número de fibras, se optó por recomendar el uso de un cable óptico de estructura holgada (típicamente en este tipo de aplicaciones se manejan hasta 288 hilos por cable) sobre la opción de instalar varios cables de estructura ajustada (típicamente estos cables no tienen más de 24 hilos). En esta decisión tuvo mucho peso el hecho de que en la actualidad es posible encontrar en el mercado cables de estructura holgada sin gel anti-humedad el cual es muy difícil de limpiar y hace engorroso el proceso de instalación, en cambio utilizan una tecnología que solo genera el gel cuando hay presencia de humedad y esto facilita enormemente su manejo al momento de la instalación. Además la migración axial que es el otro

inconveniente significativo de este tipo de cables, en el caso de estudio es despreciable pues se determinó que en el Centro de Transmisiones la longitud de los recorridos verticales de los ductos de cableado por donde se pretende instalar la fibra no superan los 6 metros, lo cual esta muy por debajo del máximo recorrido vertical que pueden tener estos cables.

Con la finalidad de evitar la transición de un tipo de cable usado para exteriores a uno usado para interiores y los costos tanto monetarios como en tiempo asociados a ese empalme, se recomienda el uso de cable óptico de aplicación interior/exterior (*indoor/outdoor*) el cual presenta tanto las características de fortaleza necesarias para resistir los rigores de la intemperie como las características de seguridad que deben cumplir los cables de interiores. En particular, para esta aplicación hay que cerciorarse que el recubrimiento del cable sea exclusivamente dieléctrico para no perder las ventajas de la fibra óptica de no producir interferencia EM y que el cable cumpla con la clasificación anti-llama para *riser* pues como no se va a instalar en los ductos de ventilación del Centro de Transmisiones sino por unos ductos de cableado ya existentes no se necesita cumplir con los exigentes requerimientos de la clasificación anti-llama para *plenum*.

Luego de estudiar los productos de los diferentes fabricantes que cumplen con las condiciones establecidas, se decidió recomendar el producto “*FREEDM® Loose Tube Gel-Free Cable, Riser, Single-mode*” de Corning debido al gran prestigio que tiene esta empresa en la fabricación de cables de fibra óptica.

Detalles asociados al despliegue del cable de fibra óptica para esta solución, incluyendo número de fibras, conectores y recomendaciones técnicas para la facilitar la instalación, se presentan en la sección IV.1.1.

III.5.2 Solución basada en multiplexación DWDM.

III.5.2.1 Transmisor óptico.

Los requerimientos que se establecieron para la selección del transmisor en la solución DWDM fueron muy parecidos a los planteados para el caso de la solución basada en multiplexación espacial presentada en la sección III.5.1.1. La diferencia está en que en este caso se necesita que el transmisor cuente con un mecanismo de control que le permita satisfacer los requerimientos de estabilidad de frecuencia propios de la aplicación DWDM, esto se traduce en que se necesita una alta pureza espectral en la luz generada (por lo que no cabe duda de que se debe optar por un laser DFB) y la posibilidad de seleccionar la frecuencia de la portadora óptica.

Teniendo en cuenta que se pretende emplear un multiplexor DWDM de 16 entradas como se explicará en la siguiente sección, se optó por seguir la recomendación, realizada en diversos trabajos sobre esta aplicación, de utilizar los canales desde el 22 hasta el 46 definidos en la recomendación G.694.1 de la ITU en aquellos sistemas menores de 25 canales ya que los laser que operan a la frecuencia de esos canales se encuentran comúnmente disponibles en el mercado lo que reduce sus costos en comparación con los laser usados para trabajar en canales superiores. En consecuencia, se estableció que para que un transmisor pudiera ser seleccionado su laser debía poder operar en cualquiera de estos canales.

Al observar la Tabla III-5 en la cual se presentan los canales entre el 22 y el 37 definidos según recomendación G.694.1 de la ITU surge otra diferencia con respecto a la solución basada en la multiplexación espacial y es que en la solución DWDM se debe operar en la región de los 1550 nm. El resto de los requerimientos planteados en la sección III.5.1 se mantienen para la selección del transmisor a usar en esta solución: el laser debe ser modulado directamente en intensidad y estar diseñado para transmitir señales en el rango de frecuencias desde 950 MHz hasta, por lo menos, 1750 MHz, de forma completamente transparente al formato de modulación que

tenga la señal y el transmisor además debe contar con un preamplificador electrónico para mejorar la ganancia del sistema y con un circuito para el acoplamiento de impedancia de entrada a 75Ω .

Luego de considerar los diversos productos disponibles en el mercado se optó por el transmisor OTS-1LD del fabricante Emcore, manteniendo consistencia con el hecho de haber seleccionado a esta marca en el caso del transmisor de la solución basada en multiplexación espacial. Las especificaciones de este producto se presentan en la Tabla III-6.

Tabla III-5 Canales definidos en la recomendación G.694.1 de la ITU que van a ser utilizados en la solución DWDM.

Fuente: ITU

Canal	Longitud de onda central (nm)	Frecuencia central (THz)	Canal	Longitud de onda central (nm)	Frecuencia central (THz)
22	1559.79	192.2	30	1553.33	193.0
23	1558.98	192.3	31	1552.52	193.1
24	1558.17	192.4	32	1551.72	193.2
25	1557.36	192.5	33	1550.92	193.3
26	1556.56	192.6	34	1550.12	193.4
27	1555.75	192.7	35	1549.32	193.5
28	1554.94	192.8	36	1548.51	193.6
29	1554.13	192.9	37	1547.72	193.7

Tabla III-6 Especificaciones del transmisor utilizado en la solución basada en multiplexación DWDM.

Fuente: Emcore

Modelo:	Optiva L-band, OTS-1LD
Fabricante:	Emcore
Características del preamplificador electrónico integrado en el transmisor	
Ganancia	Ajustable hasta 30 dB
Figura de ruido	9,3 dB
Punto de intercepción de tercer orden a la salida (OIP ₃ : <i>Output Intercept Point third order</i>)	32,7 dBm
Punto de compresión de 1dB (referido a la salida)	22,7 dBm
Características del laser integrado en el transmisor	
Tipo de laser	Distributed Feedback (DFB)
Modulación óptica:	IM (directa)
<i>Biasing above threshold</i>	50 mA
Eficiencia del laser	0,2 W/A
Potencia óptica promedio	8,5 dBm
Punto de intercepción de tercer orden a la entrada (IIP ₃ <i>Input Intercept Point third order</i>)	30 dBm
Punto de compresión de 1dB (referido a la salida)	18 dBm
Factor RIN (<i>Relative Intensity Noise</i> , ruido de intensidad relativa)	-158 dB/Hz
Longitud de onda	Variable de acuerdo a la Tabla III-5

Características generales del transmisor	
Perdidas por empalme	1,5 dB
Pérdidas RF	0,5 dB
Eficiencia del Tx (η_{TX})	0,13 W/A
Impedancia de entrada (R_{IN})	75 Ω
Potencia de la señal RF de entrada	0 – 35 dBm
Rango de frecuencias de operación	50 MHz – 3000 Mhz (optimizado para banda L en RF)

III.5.2.2 Multiplexor y demultiplexor DWDM.

En una aplicación DWDM práctica, el mismo producto puede ser usado como multiplexor o como demultiplexor, en consecuencia, en esta sección solo se presentan los requerimientos para el multiplexor entendiendo que aplican de igual manera cuando se ve como demultiplexor.

Este producto lo que permite fundamentalmente es unir señales ópticas que presentan longitudes de ondas distintas y separadas de manera prudente (en este caso se trabajará con señales ópticas cuya frecuencia central están separadas 100 GHz, como se pudo observar en la Tabla III-5) para ser enviadas por una misma fibra. A pesar de que el mercado existen multiplexores de 32 entradas, para esta aplicación en particular se prefirió utilizar uno que pudiera aceptar hasta 16 entradas ópticas pensando en la reducción en el costo del equipo transmisor que se planteó en la sección anterior y en el hecho de que usando un multiplexor de este tipo se logra un punto de equilibrio entre el número de multiplexores necesarios y lo que implicaría la falla de un multiplexor en la medida que se concentren más señales a través de él. De hecho lo ideal sería que las señales satelitales de *back-up* o respaldo utilizaran un multiplexor distinto al de las principales con el fin de no perder los beneficios de la redundancia.

A pesar de que al usar equipos que sigan las recomendaciones de la ITU se puede lograr interoperabilidad entre los fabricantes del transmisor y del multiplexor DWDM, se optó por un utilizar el mismo fabricante seleccionado para el transmisor con el fin de facilitar una posible compra y otras circunstancias que se ven beneficiadas por el uso de equipos de la misma marca. Por estas razones se consideró

el producto multiplexor/demultiplexor DWDM de 16 entradas de la compañía Emcore, las especificaciones de este equipo se muestran en la Tabla III-7.

Tabla III-7 Especificaciones Mux/DeMux DWDM de 16 entradas, fabricante Emcore.
Fuente: Elaboración propia

Especificación	Valor
Longitud de onda	1547 nm – 1559 nm
Pérdidas por inserción	<6.0dB
Aislamiento entre puertos	30 dB (Canal adyacente) 40 dB (Canal no adyacente)
Máxima potencia manejable	21.7 dB

III.5.2.3 Receptor óptico.

Dado que los requerimientos del receptor óptico para esta aplicación son esencialmente los mismos que los presentados para el caso de la solución basada en multiplexación espacial, se optó por utilizar el mismo receptor. Se refiere al lector a la sección III.5.1.2 para los detalles respecto a este equipo.

III.5.2.4 Cable óptico.

Una de las principales ventajas que ofrece la solución basada en multiplexación DWDM es que disminuye considerablemente el número de hilos de fibra óptica en comparación con la solución basada en multiplexación espacial y se decidió aprovechar esta circunstancia para en este caso recomendar la implementación de un cable óptico de estructura ajustada, el cual a pesar de tener un máximo de fibras por cable mucho menor que el de estructura holgada (típicamente este máximo es de 24 fibras por cable), permite que la fibra sea fácilmente identificada, manejada, y lo que es mas importante, que pueda ser directamente conectorizada. Además la capa de material plástico, ajustada a la fibra, la protege mecánicamente y de la humedad.

El resto de las consideraciones para la selección del cable óptico se mantienen iguales a las planteadas en la sección III.5.1.3. Se requiere que la fibra sea monomodo con el fin de adoptar la recomendación del fabricante del equipo óptico y que el cable óptico sea del tipo interior/exterior con armadura dieléctrica y clasificación anti-llamas tipo *riser*.

Teniendo en cuenta estos criterios se seleccionó entre las diversas opciones disponibles en el mercado, el producto “*FREEDM® Tight buffer cable, Riser, Single-mode*” de la compañía Corning, apostado de nuevo por su reconocida trayectoria y prestigio.

Detalles asociados al despliegue del cable de fibra óptica para esta solución, incluyendo número de fibras, conectores y recomendaciones técnicas para la facilitar la instalación, se presentan en la sección IV.1.2.

III.6 Análisis de rendimiento de las soluciones planteadas.

En esta fase se definieron y se llevaron a cabo los cálculos de las figuras de mérito y de los parámetros de rendimiento que se utilizaron con el fin de evaluar el desempeño y las prestaciones de las infraestructuras de comunicaciones ópticas que se desarrollan en el presente trabajo. Estos parámetros son de mucho interés ya que combinan los efectos de los diversos dispositivos ópticos usados con las características eléctricas de la señal RF, por lo que a partir de su análisis se puede determinar cuál es afectación que tiene el sistema óptico sobre la señal transportada

La descripción del desarrollo de esta fase del TEG mantiene el enfoque de partir desde las generalidades del diseño hacia la satisfacción de los requerimientos específicos de la empresa, con el fin de presentar un proceso de análisis de rendimiento desde el punto de vista técnico que pueda ser fácilmente adaptado para estudiar otro caso de esta aplicación.

Se optó por estudiar las figuras de merito, en principio, en lo que se ha denominado el enlace intrínseco en el cual se excluyen los amplificadores electrónicos integrados tanto en el transmisor como en el receptor óptico y posteriormente extender el análisis para considerar sus efectos sobre los valores obtenidos. Esta forma de trabajo permite facilitar los cálculos y detallar que parámetros se pueden modificar, desde el punto de vista del diseñador del sistema, para optimizar el rendimiento del mismo.

III.6.1 Enlace Intrínseco.

Para propósitos de este trabajo un enlace intrínseco está compuesto por el dispositivo modulador eléctrico-óptico, el dispositivo demodulador óptico-eléctrico y el cable de fibra monomodo que los conecta. Algunas de las definiciones de las figuras de mérito requieren tomar en cuenta el acoplamiento de impedancia, por lo que también se consideraran parte del enlace intrínseco todos los elementos pasivos del sistema que son necesarios para tal fin.

A continuación se presenta la definición de las figuras de merito consideradas y la descripción del proceso para su cálculo en el enlace intrínseco.

III.6.1.1 Ganancia.

Un parámetro básico para la caracterización de cualquier enlace es la ganancia. Su importancia no solo está asociada con lo que implica propiamente su concepto sino también al hecho de que muchos parámetros de enlace (en particular la figura de ruido y el SFDR) dependen de su valor.

En el ámbito de la RF existe muchas definiciones de ganancia, sin embargo, la que es más aplicable a los enlaces ópticos analógicos es aquella en la cual se plantea la ganancia como la relación entre la potencia entregada a una carga acoplada y la potencia disponible en la fuente. A partir de esta definición muchos trabajos ((18), (8), (3)) obtienen la siguiente expresión matemática para la ganancia del enlace intrínseco en estudio:

$$G_{Link} = \left(\frac{S_{Laser} S_{PD}}{L_{opt}}\right)^2 \frac{R_{out}}{R_{in}} \quad \text{(Ecuación 1)}$$

Como se puede observar, esta ecuación depende de 4 variables: la pendiente de eficiencia del laser (S_{Laser}), la eficiencia del fotodetector (S_{PD}), las pérdidas ópticas generadas en la transmisión desde el dispositivo de modulación óptica hasta el dispositivo de fotodetección (L_{opt}) y de la relación entre las impedancias de carga

conectada al receptor óptico (R_{out}) y la impedancia de entrada al transmisor óptico (R_{in}). Con el fin de considerar el efecto de los circuitos de acoplamiento de impedancia tanto del transmisor como del receptor, se optó por plantear la ecuación 1 en función de la eficiencia con la cual el transmisor convierte la corriente de la señal RF de entrada en una señal óptica inyectada a la fibra óptica (S_{TX}) y de la eficiencia con la cual el receptor convierte la potencia óptica recibida en corriente entregada a la carga del receptor (S_{RX}), obteniendo así la ecuación 2.

$$G_{Link} = \left(\frac{S_{TX}S_{RX}}{L_{opt}}\right)^2 \frac{R_{out}}{R_{in}} \quad \text{(Ecuación 2)}$$

Generalmente, la ganancia se expresa en dB, en ese caso la ecuación 2 adopta la forma de la ecuación 3.

$$G_{Link,dB} = 20 \text{ Log} (S_{TX}S_{RX}) - 2(L_{opt,dB}) + 10 \text{ Log}\left(\frac{R_{out}}{R_{in}}\right) \quad \text{(Ecuación 3)}$$

Un aspecto muy importante a tener en cuenta en el diseño de la solución es el que se desprende del término $2L_{opt,dB}$ en la ecuación 3, este factor indica que cada dB de pérdida óptica representa una pérdida de 2 dB en la ganancia del enlace intrínseco. Existen varios factores que contribuyen a estas pérdidas ópticas, particularmente son de interés las pérdidas por conectores, pérdidas por inserción de los diversos equipos usados para división de potencia o multiplexación y pérdidas por atenuación en la fibra.

La ecuación 2 fue usada junto a las características de los equipos y la fibra presentadas en la sección anterior para realizar el cálculo de la ganancia del enlace intrínseco para ambas soluciones propuestas, los resultados se presentan y analizan en la sección V.2.1.

III.6.1.2 Figura de ruido.

La figura de ruido es una medida de la degradación de la relación señal a ruido (SNR) causada por un dispositivo en particular o por el conjunto de elementos que

conforman un determinado sistema de comunicaciones, si es modelado como una red de dos puertos. Matemáticamente esta figura de merito está definida por la ecuación 4.

$$NF = 10 \log \left(\frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \right) \quad \text{(Ecuación 4)}$$

Sin embargo para el desarrollo de este trabajo fue más útil expresar las potencias de la señal y del ruido a la salida en términos de la ganancia del sistema y de las potencias de la señal y del ruido a la entrada, obteniendo la ecuación 6.

$$S_{out} = S_{in}G ; N_{out} = GN_{in} + N_{add} \quad \text{(Ecuaciones 5.1 y 5.2)}$$

$$NF = 10 \log \left(1 + \frac{N_{add}}{GN_{in}} \right) \quad \text{(Ecuación 6)}$$

En la ecuación 6 se puede observar que la figura de ruido es completamente independiente de la potencia de la señal y que proporciona una medida de los efectos del ruido agregado por los elementos o circuitos del sistema (N_{add}) mediante la conversión de cada una de esas potencia de ruido a un valor equivalente de ruido a la entrada del sistema, el cual se obtiene dividiendo la potencia de ruido entre la ganancia que existe desde la entrada del sistema hasta la fuente de ruido. Teniendo en cuenta esta última observación se decidió utilizar para los cálculos subsiguientes el concepto de “ruido equivalente a la entrada” (*EIN, Equivalent Input Noise*), el cual es entendido como la cantidad de ruido que sería necesaria a la entrada del sistema si este fuera no ruidoso para tener a su salida la misma cantidad de ruido que se observa en el sistema real. La figura de ruido y el EIN se encuentran relacionados mediante la ecuación 7.2.

$$EIN = N_{out} - G ; NF = EIN - 10 \log(N_{in}) \quad \text{(Ecuaciones 7.1 y 7.2)}$$

Con respecto a la ecuación 7.2 es importante destacar que generalmente en las definiciones de figura de ruido se considera $10 \log(N_{in}) = 10 \log(KT_o) \approx$

$-174dBm/Hz$, pues este valor se corresponde con el que tendría un dispositivo con un comportamiento de ruido ideal a la temperatura ambiente.

A partir de las ecuaciones 7.1 y 7.2, resulta evidente que la determinación de la figura de ruido pasa por calcular, en primer lugar, el valor EIN asociado con cada una de las fuentes de ruido existentes en los enlaces ópticos analógicos, que como ya se explicó en el marco teórico son tres: ruido de intensidad relativa (RIN), ruido de disparo y ruido térmico. Para propósitos de dichos cálculos se estableció un modelo de ruido del enlace óptico (presentado en la Figura III-6) que se basa el hecho de que al no existir expresiones determinísticas para describir el comportamiento de las fuentes de ruido consideradas, es necesario adoptar un enfoque estadístico para cuantificar el ruido generado. Existen varios mecanismos estadísticos para este fin pero usualmente se opta por hacerlo a través del valor cuadrático promedio ya que presenta una serie de ventajas donde quizás la más importante es que se obtiene un valor asociado al ruido que puede ser representado como una fuente de corriente o de voltaje, de hecho las formulas para calcular estos valores para las fuentes de ruido de interés ya fueron presentadas en el marco teórico de este TEG pero se reproducen a continuación por comodidad.

$$\langle i_{sn}^2 \rangle = 2q\langle I_D \rangle \Delta f ; \quad \langle i_{rin}^2 \rangle = rin\langle I_D \rangle^2 \Delta f ; \quad \langle i_{th}^2 \rangle = 4KT\Delta f / R$$

(Ecuaciones 8.1, 8.2 y 8.3)

Las ecuaciones 8.1 y 8.2 para el cálculo de la corriente cuadrática promedio de disparo y de intensidad relativa dependen de la corriente promedio de fotodetección $\langle I_D \rangle$ la cual fue calculada teniendo en cuenta la potencia óptica promedio del laser (P_{laser}), las pérdidas ópticas en el enlace (L_{opt}) y la eficiencia del fotodetector (S_{PD}) según la ecuación 9.

$$\langle I_D \rangle = P_{laser} L_{opt} S_{PD} \quad \text{(Ecuación 9)}$$

En el modelo circuital presentado en la Figura III-6 se puede observar que se colocó la fuente de corriente de ruido de disparo en paralelo con la salida del

fotodetector y que se colocaron resistencias no ruidosas en paralelo con fuentes de corriente de ruido térmico donde deberían estar las resistencias ruidosas del circuito de acoplamiento de impedancia (en esta ocasión asumido como puramente resistivo) en el receptor y la que representa la impedancia resistiva asociada al diodo PIN. El ruido térmico de las resistencias ubicadas en el transmisor se descarta debido a que su valor es notablemente inferior al generado por los componentes del receptor al tomar en cuenta las considerables pérdidas ópticas típicas de estos enlaces. Otro aspecto a destacar es que si bien el ruido RIN es producido en el laser, en este modelo se decidió representarlo del lado del receptor como una fuente de corriente en paralelo con la carga pues es allí donde en realidad es detectado.

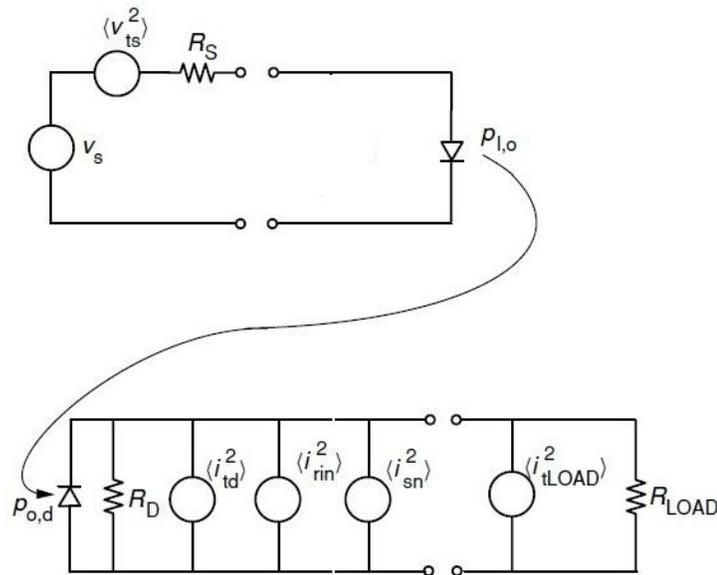


Figura III-6 Modelo circuital de ruido para el enlace óptico analógico IMDD con modulación directa.
Fuente: Elaboración propia

A partir de la ecuaciones 7.1, 8.1, 8.2 y 8.3 y del hecho que es posible aplicar el principio de superposición en el modelo circuital recién planteado dado que las fuentes de ruido son no correlacionadas (el valor de fuente es independiente del que tengas las otras), se determinaron expresiones para calcular el valor del EIN de cada ruido.

$$EIN_{RIN} = 10 \log((i_{rin}^2)R_{Load}/4) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 10.1)}$$

$$EIN_{RIN} = RIN + 10 \log\left(\frac{\langle i_D^2 \rangle R_{Load}}{4}\right) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 10.2)}$$

$$EIN_{sn} = 10 \log(\langle i_{sh}^2 \rangle R_{Load}/4) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 11.1)}$$

$$EIN_{sn} = 10 \log(2q \langle i_D^2 \rangle R_{Load}/4) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 11.2)}$$

$$EIN_{th} = 10 \log(\langle i_{th}^2 \rangle R_{Load}/4) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 12.1)}$$

$$EIN_{th} = 10 \log(KT) - G_{link} \quad \text{(Ecuación 12.2)}$$

Durante el proceso de deducción de las ecuaciones 10-12 se observó que era posible expresar la proporción de corriente de ruido que corresponde a la resistencia de carga cuando se toma en cuenta el circuito de acoplamiento de impedancia en el receptor con el término $20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right)$, al hacerlo se obtuvieron las ecuaciones 13-15, las cuales se pueden aplicar sin importar el tipo de acoplamiento que se esté implementando. De hecho cuando se utiliza un acoplamiento resistivo (como en el caso del modelo estudiado), la relación $\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}$ es igual a 0,5 y se obtiene las mismas ecuaciones 10-12.

$$EIN_{RIN} = 10 \log(\langle i_{rin}^2 \rangle R_{Load}) - G_{link} + 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 13.1)}$$

$$EIN_{RIN} = RIN + 10 \log(\langle i_D^2 \rangle R_{Load}) - G_{link} - 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 13.2)}$$

$$EIN_{sn} = 10 \log(\langle i_{sh}^2 \rangle R_{Load}) - G_{link} + 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 14.1)}$$

$$EIN_{sn} = 10 \log(2q \langle i_D^2 \rangle R_{Load}) - G_{link} + 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 14.2)}$$

$$EIN_{th} = 10 \log(\langle i_{th}^2 \rangle R_{Load}) - G_{link} + 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 15.1)}$$

$$EIN_{th} = 10 \log(4KT) - G_{link} + 20 \log\left(\frac{S_{Rx}}{S_{PD}}\right) \quad \text{(Ecuación 15.2)}$$

Con estas expresiones y tomando en cuenta las características de los equipos que ya fueron presentados anteriormente en la sección III.5 se determinaron los valores de EIN para cada fuente de ruido de ambas soluciones propuestas y luego se utilizó la ecuación 7.2 para calcular la figura de ruido del enlace intrínseco. Los resultados de estas operaciones y sus respectivos análisis se presentan en la sección V.2.2 mientras que la descripción del proceso de cálculo de la figura de ruido del sistema (en la cual se toman en cuenta los amplificadores electrónicos integrados en los equipos de transmisión y recepción) se deja para la sección III.6.2.2.

Durante un eventual proceso de optimización o mejoramiento de la figura de ruido se debe tener en cuenta que un estudio más detallado de las ecuaciones presentadas permitirá confirmar que ni el cambio en el acoplamiento de impedancia en el receptor ni el cambio en la eficiencia del fotodetector (S_{PD}) tienen efecto sobre el valor de la figura de ruido. Si se busca tener mejoras en cuanto a esta figura de merito se recomienda enfocarse en mejorar la eficiencia de la modulación del laser (S_{laser}) o utilizar un preamplificador electrónico de bajo ruido y alta ganancia, esto último a pesar de ser muy efectivo para mejorar la figura de ruido del sistema implica sacrificar SFDR como se explicará más adelante.

III.6.1.3 Rango dinámico libre de espúreas (SFDR: *Spurious Free Dynamic Range*)

Como ya se ha comentado, en este trabajo especial de grado se considera que un enlace intrínseco está constituido tanto de componentes eléctricos caracterizados por ser pasivos y lineales como de componentes ópticos (como el diodo laser y el diodo PIN) y de la fibra óptica⁸. Dado que por definición los componentes lineales no distorsionan la señal, solo quedan, en el caso de estudio, el dispositivo laser y el fotodiodo como elementos distorsionadores. Sin embargo, la teoría y los trabajos de investigación consultados ((18), (3), (7), (19)) demuestran que la distorsión por el

⁸ En las soluciones desarrolladas en este TEG, la fibra óptica se puede considerar como un dispositivo óptico lineal dado que tanto los niveles de potencia a la entrada de la misma como su longitud no son lo suficientemente importantes como para potenciar efectos no lineales.

laser es dominante sobre la distorsión generada por el fotodiodo y es por ello que se optó por estudiar solo la distorsión generada por el laser en ambas soluciones planteadas.

El estudio de la distorsión se realizó utilizando una figura de merito ampliamente conocida en el campo de la electrónica y las señales RF como lo es el rango dinámico libre de espurios (SFDR) también conocida como rango libre de intermodulación (IMF). Este parámetro es una medida de la distorsión generada por un dispositivo y se define como el rango de potencia entre el cual la señal en su frecuencia fundamental está por encima del piso de ruido (p_{\min}) y el producto de intermodulación de un determinado orden está por debajo de ese piso de ruido (p_{\max}). Es posible definir un valor de SFDR para cada orden de distorsión, sin embargo, en este trabajo en el cual se considera un sistema de banda estrecha (menor a una octava) sólo es de interés el SFDR de tercer orden ya que solo los productos de intermodulación $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$ (donde ω_1 y ω_2 están asociados con los valores de las frecuencias de las portadoras de los diversos servicios en la señal RF recibida desde el satélite) están dentro del ancho de banda de operación del sistema estudiado.

Se decidió calcular el valor del SFDR de tercer orden a partir de otro parámetro que representa una medida de la distorsión de un dispositivo como lo es el punto de intercepción (IP: *Intercept point*) y que se define como la potencia a la cual se genera un producto de intermodulación que iguala en magnitud a la señal en su frecuencia fundamental. El valor de este parámetro puede estar referido a la potencia a la entrada o la salida del dispositivo, en este trabajo siempre se optó por referirlo a la entrada, sin embargo, para evitar confusiones se adoptó la notación IIP (IP: *Input Intercept point*) para denotar al punto de intercepción referido a la entrada. En la mayoría de los dispositivos (como ocurre con el diodo laser) no es posible medir directamente el valor IP porque se saturan antes de alcanzar ese punto, en esos casos se opta por realizar un gráfico en escalas logarítmicas de la potencia de salida en función de la potencia de entrada para la señal en su frecuencia fundamental y el producto de

intermodulación de interés y se extrapolan ambas curvas hasta interceptarlas. El valor del IIP utilizado para los cálculos fue proporcionado por el fabricante de los equipos.

Es importante destacar que el valor IIP, a diferencia del SFDR, no depende de la potencia de ruido. De hecho dado que la potencia de ruido depende del ancho de banda, el valor de SFDR también depende indirectamente del ancho de banda. Debido a estas circunstancias se consideró que era conveniente calcular el SFDR en un ancho de banda de 1 Hertz y luego escalar el valor obtenido a los 36 MHz que se definieron como ancho de banda de cada canal en la señal RF transportada (sección III.2.2). Con este enfoque lo que se buscaba era extraer la mayor información posible de esta figura de merito.

El cálculo del SFDR de tercer orden en el enlace intrínseco de ambas soluciones planteadas, se realizó a través de la ecuación 16⁹ en la cual se relaciona dicho parámetro con el IIP₃ del laser (ya que como se estableció anteriormente, se considera que el laser es el único elemento distorsionador dentro del enlace intrínseco) y la potencia de ruido del enlace.

$$SFDR_3 = \frac{2}{3} (IIP_{3\text{laser}} - N_{out}) \quad \text{(Ecuación 16.a)}$$

$$\text{Donde } N_{out} = NF_{link} + 10 \log(KT\Delta f / 10^{-3}) + G_{link}. \quad \text{(Ecuación 16.b)}$$

Se evaluó la ecuación 16 con $\Delta f=1$ Hz para obtener el SFDR₃ sobre 1 Hz y con $\Delta f=36$ MHz para obtener el SFDR₃ por canal.

⁹ El SFDR y IIP se definen a partir de la gráfica en escalas logarítmicas de la potencia de entrada vs la potencia de salida del dispositivo o sistema. El termino 2/3 de la ecuación 16 representa la diferencia entre las pendientes de las curvas de la señal en la frecuencia fundamental y del término de distorsión de tercer orden en esa gráfica. Hay que recordar que una gráfica en escalas logarítmicas la pendiente de la curva representa el exponente del término graficado y no la ganancia como sucede en las gráficas lineales.

III.6.2 Sistema completo o enlace total (enlace intrínseco y amplificadores) .

Una vez definidas las figuras de merito a considerar en la evaluación del rendimiento de las soluciones y completado su cálculo sobre el enlace intrínseco se utilizó el procedimiento que se describe a continuación con el fin de evaluar la influencia de los preamplificadores y posamplificadores electrónicos integrados en los transmisores y receptores, respectivamente, de las propuestas estudiadas, considerando al enlace intrínseco como un dispositivo mas conectado en cascada con el preamplificador y el posamplificador.

III.6.2.1 Ganancia del sistema.

Teniendo en cuenta que la ganancia total de un sistema conformado por una serie de dispositivos conectados en cascada es sencillamente la suma de las ganancias en dB de cada dispositivo, se determinó a través de las ecuación 17 la ganancia total del sistema a partir de los valores de la ganancia del enlace intrínseco (G_{link}) calculada según el procedimiento descrito en la sección III.6.1.1 y de las ganancias del preamplificador ($G_{pre-amp}$) y del posamplificador ($G_{post-amp}$) presentadas en la sección III.5 como datos de los equipos de transmisión y recepción de cada solución.

$$G_{sist} = G_{pre-amp} + G_{link} + G_{post-amp} \quad \text{(Ecuación 17)}$$

III.6.2.2 Figura de ruido del sistema.

Para el cálculo de la figura de ruido del sistema se utilizó el concepto de factor de ruido (nf) el cual puede ser entendido sencillamente como el valor en adimensional de la figura de ruido.

El mecanismo para determinar el factor de ruido de una serie de dispositivos en cascada es ampliamente conocido y planteado en la gran mayoría de los textos sobre diseño de sistemas de RF, en este trabajo se aprovechó la popularidad de ese mecanismo y se adaptó al caso de interés obteniendo la ecuación 18

$$nf_{sist} = nf_{pre-amp} + \frac{nf_{link-1}}{G_{pre-amp}} + \frac{nf_{post-amp-1}}{G_{pre-amp}G_{link}} \quad \text{(Ecuación 18)}$$

Como se puede observar, la ganancia del posamplificador prácticamente no tiene ninguna influencia sobre el factor de ruido del sistema, especialmente para valores altos de ganancia del preamplificador.

Una vez determinado el factor de ruido del sistema fue posible calcular el valor de la figura de ruido del sistema mediante la ecuación 19.

$$NF_{sist} = 10 \text{ Log}(nf_{sist}) \quad \text{(Ecuación 19)}$$

III.6.2.3 Rango dinámico libre de espúreas del sistema.

Con el fin de poder calcular el rango dinámico libre de espúreas del sistema a partir de los parámetros de distorsión del enlace intrínseco y de los amplificadores electrónicos de entrada y de salida era necesario contar con una expresión matemática que tomara en cuenta la distorsión generada en las diversas etapas (de forma análoga a como lo hace la ecuación para el cálculo del factor de ruido del sistema presentado en la sección anterior). En este sentido la ecuación 20 resultó ser de muy útil pues permite determinar el valor del parámetro IIP de tercer orden del sistema en función de la ganancia y el valor IIP de las diversas etapas. Hay que tener recordar que en la sección III.6.1.3 se estableció que en este trabajo se considera que el laser es el único elemento distorsionador en el enlace intrínseco y que en consecuencia $IIP_{3link} = IIP_{3laser}$.

$$IIP_{3sist} = \left(\frac{1}{IIP_{3pre-amp}} + \frac{1}{IIP_{3Laser}G_{pre-amp}^{-1}} + \frac{1}{IIP_{3post-amp}G_{pre-amp}^{-1}G_{link}^{-1}} \right)^{-1} \quad \text{(Ecuación 20)}$$

Lo primero que se nota en la ecuación 20 es que la inclusión de los amplificadores no permite mejorar el valor del IIP_{3sist} más allá del valor que tiene el IIP_{3laser} y que por el contrario, si los amplificadores tienen valores de IIP_3 por debajo de un

determinado valor, el IIP_{3sist} será menor que el IIP_{3laser} lo que significará una disminución en el rango dinámico de libre de espurios de la solución. Para evitar que esto ocurra se debe buscar que el IIP_{3laser} domine en la ecuación 20, esto se logra cuando el segundo término de esa ecuación es el menor de todos y para ello basta con que se cumpla que el $IIP_{3pre-amp}$ sea mayor que el IIP_{3laser} por al menos la ganancia del preamplificador ya que el tercer término depende de la ganancia del enlace intrínseco lo cual es por lo general muy pequeña y por lo tanto hará a ese tercer termino mayor a los otros dos. Esta última observación permite afirmar que el $IIP_{3post-amp}$ (que sólo está presente en ese tercer termino) no afecta en forma apreciable al valor del IIP_{3sist} por lo que desde el punto de vista de la distorsión en el sistema, el posamplificador no tiene relevancia.

El hecho de tener que buscar que el $IIP_{3pre-amp}$ fuera mayor que el IIP_{3laser} por al menos la ganancia del preamplificador se constituyo en uno de los principales criterios para el diseño de la solución ya que en la medida que la diferencia entre el $IIP_{3pre-amp}$ y el IIP_{3laser} fuera mayor que la ganancia del preamplificador mejor sería el sistema en cuanto a la distorsión. Dado que los valores de $IIP_{3pre-amp}$ y el IIP_{3laser} son fijos, una manera de facilitar el alcance de esta situación óptima en cuanto a la distorsión es disminuir la ganancia del preamplificador, de esta manera el requerimiento sobre $IIP_{3pre-amp}$ no es tan exigente y se puede lograr un mejor rendimiento del sistema en cuanto a la distorsión pues para un mismo valor de $IIP_{3pre-amp}$ y de IIP_{3laser} mientras menor sea la $G_{pre-amp}$ mejor será el valor de IIP_{sist} . Sin embargo, de acuerdo a lo visto en las secciones anteriores, la disminución de $G_{pre-amp}$ afecta tanto a la figura de ruido como a la ganancia del sistema, en vista de todo esto el esfuerzo en parte del desarrollo del TEG estuvo centrado en la determinación de un valor óptimo de $G_{pre-amp}$ que permitiera satisfacer los requerimientos establecidos desde todos los punto de vista estudiados: ganancia, ruido y distorsión

Finalmente, el valor del rango dinámico libre de espurios de tercer orden para cada solución planteada se determinó a través de la ecuación 21, evaluándola tanto para el ruido en 1 Hz como para el ruido en el ancho de banda de 36 MHz definido como canal en la señal RF, de manera similar a como se hizo en el caso del enlace intrínseco estudiado en la sección III.6.1.3.

$$SFDR_{3_{sist}} = \frac{2}{3} (IIP_{3_{sist}} - N_{out}) \quad \text{(Ecuación 21)}$$

Donde $N_{out} = NF_{sist} + 10 \log(KT\Delta f/10^{-3}) + G$ (Ecuación 21.b) y viene dado en dBm

III.6.3 Relación portadora a ruido y portadora a interferencia.

Una vez caracterizado el rendimiento de los sistemas propuestos a través de la ganancia, de la figura de ruido y del SFDR, se decidió evaluar la calidad del transporte de la señal utilizando las relaciones portadora a ruido (CNR) y portadora a interferencia (CIR), las cuales representan el cociente entre la potencia eléctrica de portadora del canal y la potencia eléctrica de ruido o distorsión, respectivamente, que cae dentro del ancho de banda del receptor. La primera de ellas tiene en cuenta el ruido introducido a lo largo del sistema, tanto en la parte óptica como eléctrica y se calculó mediante la ecuación 22 para los valores máximo y mínimo de potencia de la señal RF a la salida de los LNB (entrada al sistema óptico), estimados en la sección III.1.

$$\left(\frac{C}{N}\right) = C_{IN} + G_{sist} - N_{Out} \quad \text{(Ecuación 22)}$$

Donde N_{Out} es la potencia de ruido a la salida del sistema óptico y fue calculada a través de la ecuación 21.b, G_{sist} es la ganancia del sistema determinada como se describió en la sección III.6.2.1 y C_{IN} es la potencia de la portadora de canal a la salida de los LNB que pudo ser obtenida mediante la ecuación 23 en la cual se toma en cuenta que como se planteó en la sección III.1, para efecto del desarrollo de las

soluciones propuestas en este TEG, la señal banda L presente a la salida de los LNB es dividida en canales de igual ancho de banda y de igual potencia.

$$C_{IN,dBm} = P_{RF_{in,dBm}} - 10 \text{ Log } (\# \text{ de canales}) \quad \text{(Ecuación 23)}$$

Donde $P_{RF_{in,dBm}}$ es la potencia de la señal RF a la entrada del sistema óptico (o lo que es lo mismo a la salida del LNB).

La relación portadora a interferencia, de forma genérica, toma en cuenta la distorsión no lineal incluyendo tanto la distorsión armónica como de intermodulación. Dado que la aplicación en estudio es del tipo banda estrecha, como se explicó en la sección III.6.3, solo es del interés de este TEG la distorsión por intermodulación de tercer orden pues es la única que está presente dentro del ancho de banda de interés. Mediante la ecuación 24 fue posible determinar el valor de la relación C/I a la salida del sistema propuesto en cada solución a partir de la potencia de portadora a la entrada (C_{in}) y del valor IIP_{3Sist} .

$$\left(\frac{C}{I}\right) = 2(IIP_{3sist,dB} - C_{IN}) \quad \text{(Ecuación 24)}$$

La ecuación 24 es útil cuando la distorsión es generada por la transmisión de dos portadoras o de varias portadoras que no están igualmente espaciadas. Cuando se consideran portadoras igualmente espaciadas, como en el caso de este TEG, se debe ajustar la ecuación 24 para tomar en cuenta que diferentes productos de intermodulación de tercer orden se pueden sumar en una misma frecuencia y producir un termino de distorsión mayor al que producirán la intermodulación de solo dos portadoras. A partir de este planteamiento surge la ecuación 25 para calcular la relación portadora a interferencia para el caso de diversas portadoras igualmente espaciadas y de igual potencia $\left(\left(\frac{C}{I}\right)_{multicanal}\right)$

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{multicanal} = \left(\frac{C}{I}\right) - [6dB + 10\log(x)] \quad \text{(Ecuación 25)}$$

Donde “x” es un término que estima la superposición de los productos de intermodulación y el término 6dB sirve para normalizar el resultado al caso de las dos portadoras. En la sección III.1 se estableció que se iban a considerar 12 canales de 36 MHz por lo que, en lo concerniente a este TEG, x tiene un valor de 40.

III.7 Simulación de las soluciones propuestas.

En esta fase se utilizó un software de diseño especializado para sistemas de comunicaciones ópticas con el fin de comprobar los cálculos realizados y de obtener una simulación que permita evaluar el posible funcionamiento real de las soluciones propuestas.

Para llevar a cabo dicha tarea se optó por emplear el programa *OptiSystem 11*, el cual es una poderosa herramienta creada por la compañía *Optiwave* para llevar a cabo la planificación, evaluación, simulación y optimización de prácticamente cualquier aplicación de los sistemas ópticos, gracias a su extensa librería de componentes tanto activos como pasivos que reproducen de manera muy acertada el comportamiento de los dispositivos reales. Este programa también permite la representación, de forma muy precisa y eficiente, de señales tanto en formato óptico como eléctrico, lo cual es de mucha importancia en este TEG ya que esto permite mantener el enfoque de evaluar las propuestas de transporte óptico en función de los parámetros típicos del estudio de señales RF eléctricas utilizados y comentados a lo largo de este escrito.

A continuación se describe el procedimiento empleado con el fin de plasmar las soluciones planteadas en el ambiente de este software y así poder utilizar sus herramientas de cálculo y visualización para obtener los resultados que se presentaran posteriormente en la sección IV.2.5

III.7.1 Simulación de la solución basada en multiplexación espacial.

El proceso para llevar a cabo la simulación de la solución basada en multiplexación espacial en el ambiente del software *Optisystem* se inició con el establecimiento de los parámetros globales para este proyecto. En la Figura III-7 se puede observar que se definió la frecuencia de bit (*bit rate*) en 55 Mbps, la longitud de la secuencia (*sequence length*) en 256 bits y las muestras por bit (*samples per bit*) en 128, estos valores permiten contar con una resolución frecuencial y una ventana de simulación suficientes para evaluar el funcionamiento del sistema estudiado.

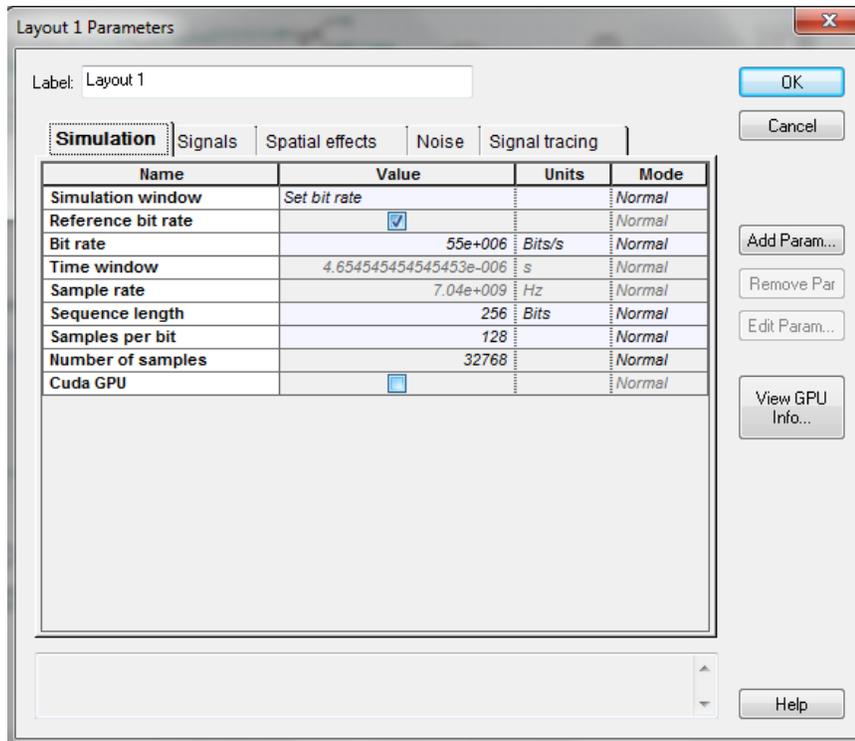


Figura III-7 Definición de los parámetros globales.
Fuente: Elaboración propia

Para la selección de la frecuencia de bit se tuvo en cuenta que la señal que se va a transportar en el sistema está conformada por 12 canales satelitales, los cuales normalmente tienen una anchura de 26 a 36 MHz (en este estudio, como ya se ha visto, se considera 36 MHz). Por consiguiente es necesario seleccionar una tasa de símbolo que produzca un espectro que sea más estrecho que el ancho de banda del

transpondedor y por ello, la tasa de símbolos seleccionada es a menudo 27,5 MS/s. Para efectos de la simulación se considera que todos los canales satelitales utilizan el método de transmisión DVB-S, el cual se caracteriza por emplear la modulación QPSK que como es bien sabido, permite la transmisión de 2 bits por símbolo, obteniendo una tasa bruta de datos de 55 Mb/s cuando se tiene una tasa de símbolo de 27,5 MS/s.

Una vez definidos los parámetros globales del proyecto, se procedió a disponer, en el área de trabajo del software, los diversos componentes necesarios para llevar a cabo la simulación del sistema y a establecer en sus características los mismos valores que tienen los equipos seleccionados para la implementación, con el fin de tener resultados lo más cercanos posibles al rendimiento real del sistema. En la Figura III-8 se puede apreciar el diagrama de conexiones que se obtuvo luego de la ejecución del procedimiento comentado y en el cual destacan la inclusión de visualizadores, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, en las distintas etapas del sistema por lo cual dependiendo del caso estos visualizadores son eléctricos u ópticos. También se incluyó el componente de medición “Analizador de puerto dual de portadora eléctrica” (*Dual Port Electrical Carrier Analyzer*) el cual permitió la medición y comparación de diversos parámetros de la portadora de canal a la entrada y a la salida del sistema.

En la Figura III-8 también destaca el subcomponente “LNB Out” el cual fue creado con el fin de tener una señal con las mismas características de la que va a transportar en la realidad el sistema propuesto. Para tal fin, como se puede observar en la Figura III-9, se utilizaron generadores pseudoaleatorios de secuencia de bits (*Pseudo-Random Bit Sequence Generator*) cuya salida de 55 Mb/s (igual a la frecuencia de bit establecida en los parámetros globales) es modulada por el modulador QPSK eléctrico (*Electrical QPSK modulator*) que tiene una frecuencia igual a la que corresponde a cada canal satelital en las frecuencias de la banda L ($f = (968 + 36 * n) \text{ MHz}$, donde $n = 0,1,2..11$), obteniendo de esta manera la simulación de 12 canales satelitales que se suman mediante combinadores para

generar una señal que se aproxima mucho a una típica señal satelital banda L. La salida del combinador se pasa por un atenuador eléctrico con el fin de que la señal tenga, en los 500 MHz útiles, una potencia de -30 dBm que se corresponde con la potencia promedio a la salida del LNB según se deriva de la Tabla III-2 de este mismo capítulo. Esta señal es aplicada al resto de los dispositivos que integran la solución basada en multiplexación espacial ya explicados en secciones anteriores, como lo son el preamplificador electrónico, el dispositivo laser de modulación directa, el divisor de potencia óptica, la fibra óptica monomodo, el diodo PIN, el circuito de acoplamiento de impedancia puramente resistivo y el post-amplificador electrónico.

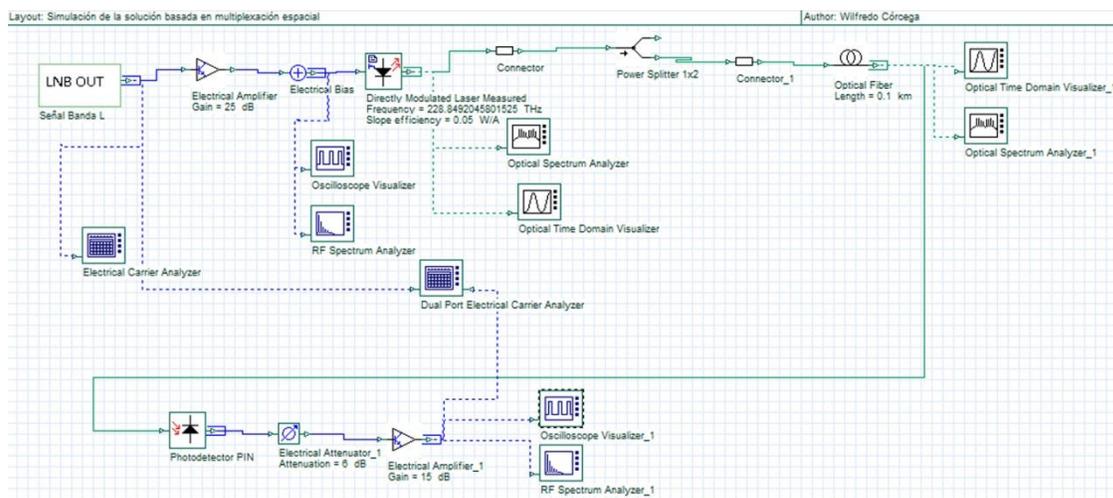


Figura III-8 Diagrama de conexión de los componentes para la simulación de la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Elaboración propia

III.7.2 Simulación de la solución basada en multiplexación DWDM.

La simulación de esta solución se llevó a cabo utilizando los mismo valores para los parámetros globales que se comentaron en la sección anterior, la diferencia fundamental en cuanto a la aplicación del software en ambos escenarios planteados está, como era de esperarse, en los componentes utilizados y la disposición de los mismos en el área de trabajo del programa. Como se puede observar en la Figura III-10, para el caso de la simulación de la solución basada en multiplexación DWDM

se emplean no uno sino 16 subsistemas “LNB Out” iguales al descrito en la sección anterior (Figura III-9) obteniendo a sus respectivas salidas señales de 500 MHz en banda L que simulan a una señal satelital típica en esta banda de frecuencias, cada una de estas 16 señales es aplicada a un amplificador eléctrico (con las mismas características del pre-amp del transmisor DWDM) y posteriormente a un dispositivo laser de modulación directa que opera a la frecuencia central de uno de los canales DWDM definidos en la Tabla III-5. Luego se utiliza un conector para insertar cada una de las señales ópticas a los 16 puertos de entrada del dispositivo multiplexor DWDM cuya salida es conectada a través de un divisor óptico de 2 vías con 0,4 dB de pérdidas por inserción a un hilo de fibra monomodo de 100 metros de longitud. Finalmente en el lado receptor se cuenta con dispositivo demodulador DWDM y con un diodo PIN de responsividad 0,9 con el fin de revertir el proceso de multiplexación y de transducción eléctrica-óptica. Es importante señalar que al igual que el caso de la simulación de la solución basada en la multiplexación espacial, se colocó a la salida del diodo PIN un atenuador de 6 dB que permite emular las pérdidas que se tienen como consecuencia del uso del circuito de acoplamiento de impedancia puramente resistivo con el cual se cuenta en el dispositivo receptor real con el fin de lograr la máxima transferencia de potencia, tal y como se comentó en la sección III.5.1.2

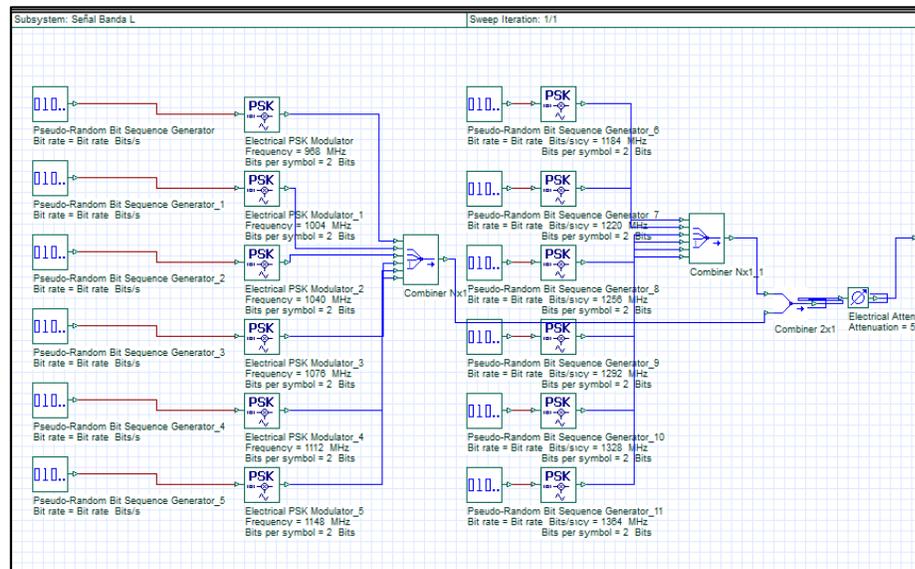


Figura III-9 Diagrama de conexión de los componentes del subsistema "LNB Out".
Fuente: Elaboración propia

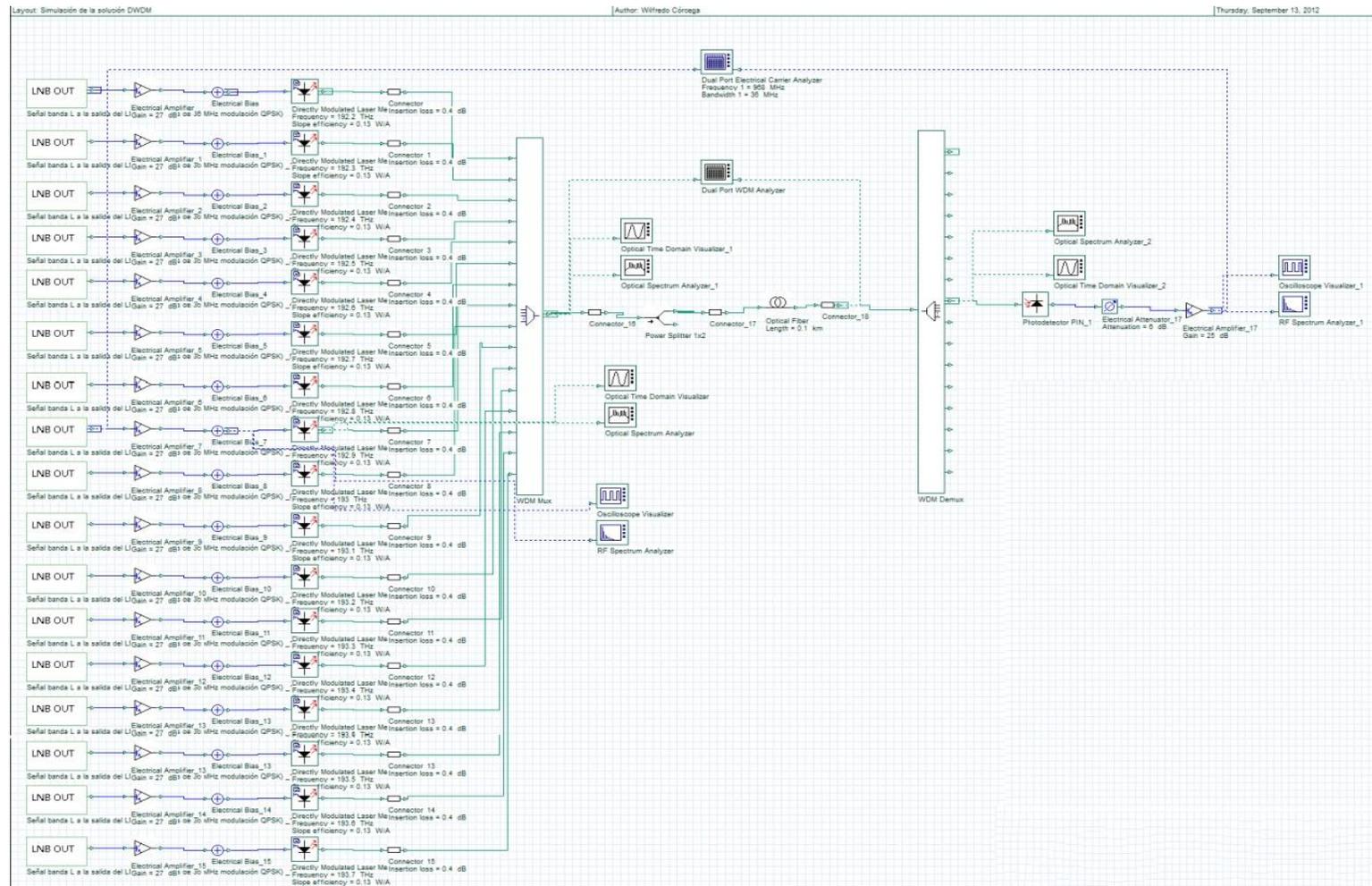


Figura III-10 Diagrama de conexión de los componentes para la simulación de la solución basada en multiplexación DWDM.
Fuente: Elaboración propia

En la Figura III-10 también se puede observar que se implementaron visualizadores en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo en cada una de las etapas del sistema, así como, un dispositivo analizador de portadora eléctrica de dos puertos entre la salida y la entrada del sistema y un dispositivo analizador WDM de doble puerto que detecta, calcula y muestra de manera automática la potencia óptica de la señal, la potencia de ruido, el valor de OSNR (*Optical SNR*, relación señal a ruido óptica), ganancia, figura de ruido, frecuencia y longitud de onda de cada canal WDM.

III.8 Análisis económico de las soluciones propuestas.

En esta fase se llevó a cabo un estudio de mercado que permitió obtener los datos necesarios para realizar el análisis de las soluciones planteadas desde el punto de vista de la ingeniería económica.

Si bien es cierto que cualquiera de los métodos para la toma de decisiones económicas en proyectos de ingeniería (valor presente, valor futuro, valor anual, tasa de rendimiento o relación beneficio/costo) es útil para elegir una alternativa entre varias y obtener la misma respuesta, en este caso se optó por emplear el método de costo capitalizado basado en valor presente luego de considerar como criterios fundamentales para escoger el método a implementar la rapidez y la facilidad para llevar a cabo el análisis a partir de las características propias de las alternativas estudiadas que se listan a continuación.

- Las alternativas consideradas son mutuamente excluyentes, lo que implica que solo puede seleccionarse una de ellas mediante el análisis económico.
- Las soluciones propuestas en este TEG tienen una vida estimada larga por lo que pueden considerarse como de vida infinita para fines de los cálculos económicos.
- Dado que los ingresos o ahorros no son dependientes de la alternativa en estudio, los flujos de efectivos correspondientes a estos conceptos se

consideran iguales en ambas soluciones y se desprecian en el análisis económico bajo la premisa de que solo las diferencias en los flujos de efectivo de las alternativas son útiles a efectos de la comparación. En consecuencia solo se consideran las estimaciones de flujo de efectivo asociados a costos en cada una de las propuestas, poniendo de manifiesto la naturaleza de servicio y no de ingreso que tiene este proyecto.

- Se determinó que los costos de operación y mantenimiento de ambas soluciones se limitan a los gastos por concepto de electricidad asociados con los dispositivos ópticos activos. Estos gastos son minúsculos y prácticamente iguales para ambas propuestas y por lo tanto se eliminan del estudio económico con el fin de simplificar los cálculos al tener en cuenta que, como ya se mencionó, los flujos de efectivos iguales carecen de importancia en el proceso de toma de decisiones económicas.

El método de costo capitalizado basado en valor presente consiste, fundamentalmente, en determinar tanto el costo capitalizado de los flujos de efectivo no recurrentes como el de los flujos de efectivo recurrentes y sumarlos para hallar el costo capitalizado total. En el caso de estudio no hay flujo de efectivos recurrentes porque los costos de operación y mantenimiento son despreciables y los flujos de efectivo no recurrentes se limitan a los correspondientes a la adquisición e instalación de los diversos equipos y componentes que integran cada alternativa. En consecuencia, el estudio económico se limitó a considerar el costo de la inversión inicial de ambas propuestas y a tomar como directriz de decisión el mayor valor numérico de CC.

Los resultados del proceso de análisis de ingeniería económica descrito en esta sección se presentan en la sección IV.3

Capítulo IV Resultados

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en los procesos tanto de desarrollo como de evaluación de rendimiento desde el punto de vista técnico y económico de las soluciones planteadas en este Trabajo Especial de Grado. En la primera sección se presenta la manera en la cual quedarían desplegadas ambas soluciones en el Centro de Transmisiones, en particular, se muestra la ubicación de los gabinetes para la protección de los equipos en los patios de antenas, la organización de los equipos de transmisión y recepción en sus respectivos *racks* y se establecen las consideraciones a tener en cuenta para la instalación del cableado de fibra óptica. En la siguiente sección se realiza la comparación técnica de las soluciones utilizando los valores obtenidos en los cálculos de las figuras de merito (ganancia, figura de ruido y SFDR) y se demuestra que las soluciones planteadas satisfacen y exceden los requerimientos técnicos establecidos, además se presentan los resultados de la simulaciones realizadas con el fin de comprobar que los cálculos fueron llevados a cabo de manera correcta. La tercera y última sección de este capítulo está dedicada a mostrar los resultados de la aplicación de técnicas de ingeniería económica para la evaluación de las alternativas estudiadas en este TEG.

IV.1 Despliegue de las soluciones.

En esta sección se presenta la propuesta de despliegue de cada una de las soluciones planteadas.

IV.1.1 Solución basada en multiplexación espacial.

Como se comentó en la sección III.4, la idea fundamental para el despliegue de la porción *outdoor* del sistema propuesto en cada solución estudiada gira alrededor de una implementación híbrida coaxial-fibra con la cual se pretende transportar todas las señales sobre cable coaxial desde los LNB hasta un gabinete ubicado en cada uno de los patios de antenas. La ubicación de estos gabinetes fue seleccionada en base a dos

premisas fundamentales, la primera fue buscar una locación equidistante a todas las antenas que integran cada uno de los patios, esto con el fin de minimizar la cantidad de cable coaxial desplegado y de garantizar que todas las señales tengan la misma afectación debido a su transmisión por este medio, el objetivo es buscar la mayor uniformidad posible. La segunda premisa está relacionada con tener el espacio necesario para instalar el gabinete y la posibilidad de brindarle seguridad y la alimentación eléctrica necesaria. Teniendo en cuenta estos criterios y luego de inspeccionar los patios de antenas y los planos del centro se decidió que la ubicación más idónea para el gabinete necesario en cada patio es la que se presenta en el plano de la Figura IV-1.

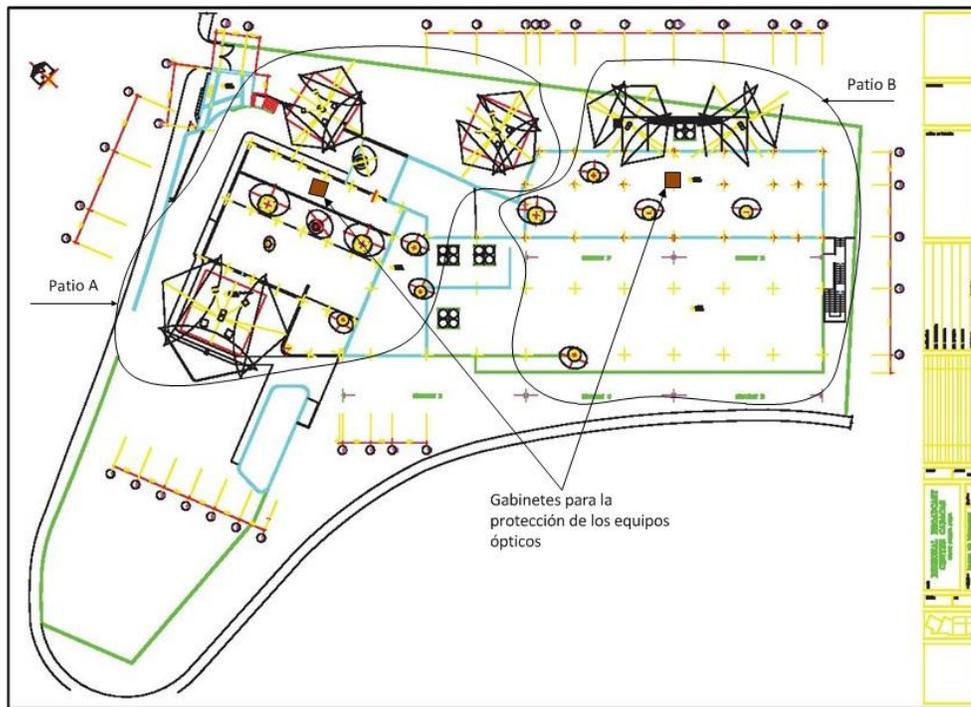


Figura IV-1 Ubicación de los gabinetes en los patios de antenas del Centro de Transmisiones.
Fuente: Elaboración propia

Se propone ubicar los equipos de transmisores ópticos dentro de estos gabinetes a fin de resguardarlos de los efectos de la intemperie, además por el hecho de que esta solución busca aprovechar el gran número de hilos de fibra con que se puede contar en un cable óptico es necesario el uso de divisores de potencia óptica 1x2 que permitan inyectar la luz generada por cada transmisor óptico a dos hilos de fibra

distintos y así cumplir con el requerimiento de tener todas señales satelitales en ambas salas de recepción. Se decidió que la manera más práctica de implementar lo planteado es utilizar equipos que puedan ser instalados en racks, por esta razón se escogió el transmisor OTS-1LT presentado en la sección III.5.1.1. Este transmisor en su formato de tarjeta debe ser instalado en un chasis que además le provea de la alimentación eléctrica que necesita, para este fin se optó por el chasis Optiva (OT-CC-16F, mostrado en la Figura IV-2) el cual puede tener hasta 16 transmisores, dado que en patio A se tienen 30 transmisores se van a necesitar 2 chasis de este tipo y uno en el patio B donde se tienen 12 transmisores. En el caso de los divisores de potencia óptica 1x2 se decidió que la mejor opción es el producto *Eclipse 2U Splitter Housing* (Caja de divisores *Eclipse 2U*) de la marca Corning el cual agrupa estos dispositivos en un chasis de 2 RU y dispone de conectores SC/APC para los puertos de entrada y de salida. Este producto puede incorporar hasta 14 *splitters*, sin embargo, con el fin de tener un despliegue más limpio y ordenado se propone que en el patio A, donde se requieren 30 divisores de potencia, se utilicen 3 *Eclipse 2U Splitter Housing* con 10 divisores 1x2 cada uno y en el Patio B se emplee uno con 12 divisores 1x2.



**Figura IV-2 Chasis de 3 RU y 16 ranuras (modelo: OT-CC-16F, marca: Emcore).
Fuente: Emcore con adaptaciones propias**

También es necesario que en los gabinetes se cuente con paneles con conectores SC/APC que permitan conectar la salida de los divisores de potencia al hilo de fibra correspondiente a través de *jumpers* o latiguillos. Dicho panel es mostrado en la

Figura IV-3 y puede ser instalado en el producto *Closet Connector Housing (CCH)* (Caja de conectores tipo armario) de la marca Corning, el cual permite proteger y organizar las conexiones y empalmes de fibra en una estructura de rack, en este producto pueden ser instalados, además de los paneles de conectores, casetes de empalmes o módulos pasivos (como divisores de potencia óptica). En el caso del patio A son necesarios 6 paneles de 12 conectores SC/APC por lo que se requiere un CCH de 4RU¹⁰ mientras que en el patio B se requieren con 2 paneles las mismas características instalados en un CCH de 2RU.

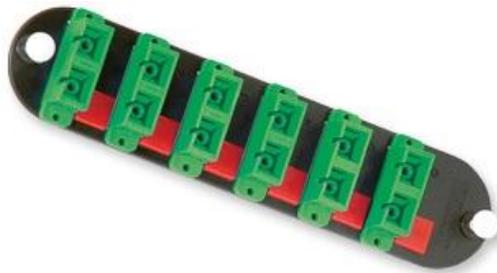


Figura IV-3 Panel para conectores SC/APC de 12 fibras, instalable en CCH.
Fuente: Corning

En la Figura IV-4 se presenta como quedarían dispuestos los equipos en el rack ubicado dentro del gabinete del patio A. En el patio B se tendría un gabinete similar pero con menos equipos ya que maneja un menor número de señales, como se mencionó anteriormente.

En el caso de las salas de recepción se mantiene la premisa de utilizar equipos que puedan ser instalados en racks, esto con el fin de aprovechar de la mejor manera posible el espacio de la sala y mantener los equipos dispuestos en forma ordenada y accesible. Dado que la entrada de los receptores satelitales con los cuales se cuenta en el Centro de Transmisiones solo aceptan la señal en forma eléctrica es necesario

¹⁰ Una unidad de rack (RU) es una medida usada para describir el alto de un equipo destinado a ser instalado en un rack de 19 o de 23 pulgadas de ancho. Una unidad de rack equivale a 1,75 pulgadas o 44,45 mm.

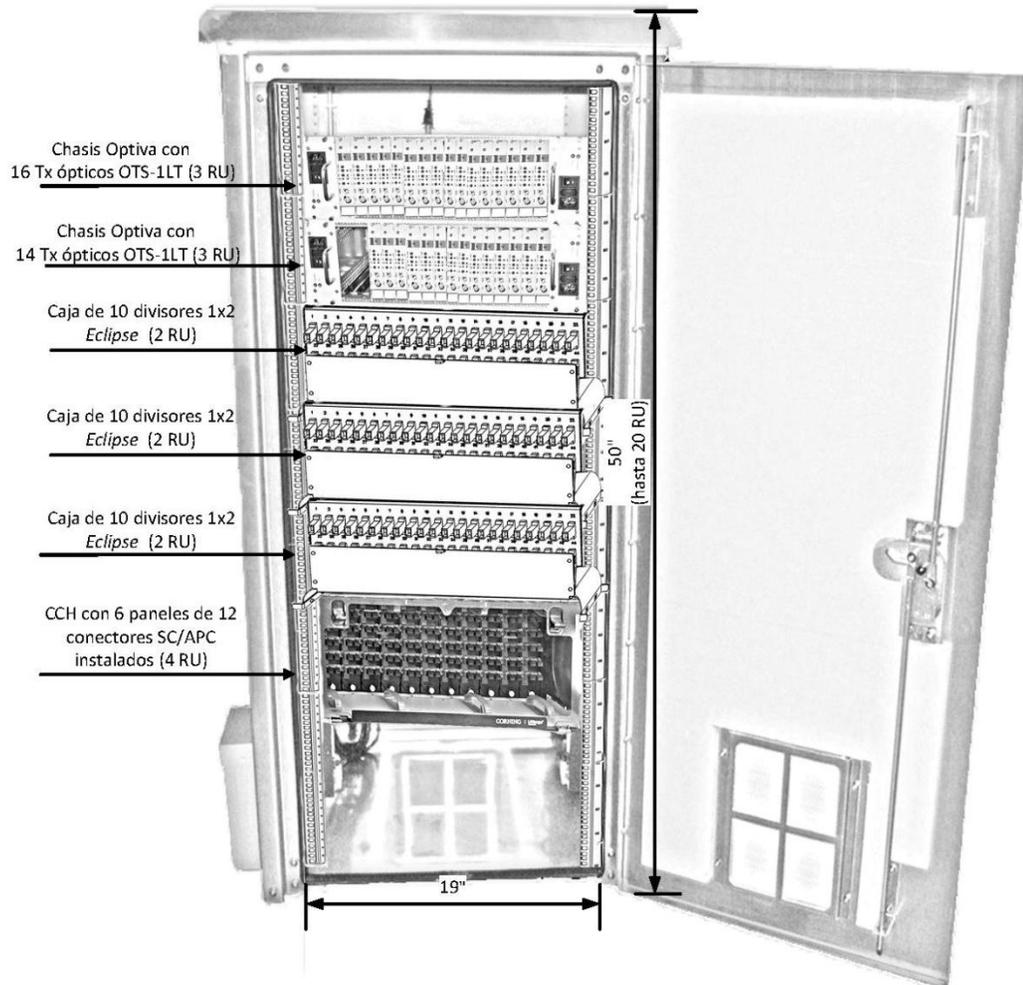


Figura IV-4 Disposición de los equipos en el rack del gabinete del patio de antenas A. (Solución basada en multiplexación espacial)
Fuente: Elaboración propia

realizar el proceso de transducción óptica-eléctrica empleando para ello el receptor óptico descrito en la sección III.5.1.2, el cual presenta la ventaja de que puede ser instalado, al igual que el transmisor, en racks a través del uso del chasis Optiva OT-CC-16F. En ambas salas se requieren 42 receptores ópticos, lo que implica que se necesitan 3 chasis de 16 ranuras para poder disponer dicha cantidad de receptores en el rack y a la vez poder suministrarle la alimentación eléctrica necesaria. Además en cada sala es necesario contar un CCH de 4 RU en el cual se instalaran 4 paneles de 12

conectores SC/APC que permitirán hacer la conexión entre el hilo de fibra y la entrada al receptor óptico. En el CCH también se instalarán 3 *CCH Splicing Cassette* o casete de empalme (mostrado en la Figura IV-5) en el caso de la sala de recepción B y 2 en el caso de la sala de recepción A, estos servirán para proteger los empalmes necesarios para llevar las señales desde el patio A a la sala de recepción B y desde el patio B a la sala de recepción A, este tema de los empalmes será explicado con más detalle más adelante. En la Figura IV-6 se muestra la manera en la que quedarían dispuestos los diversos equipos mencionados en el rack ubicado en la sala de recepción A, en la sala de recepción B se tendría un rack parecido con la diferencia de que en esta sala se requiere 1 *CCH Splicing Cassette* menos.



Figura IV-5 Casete de empalme marca Corning.
Fuente: Corning

En lo referente al despliegue del cable óptico, con el fin de facilitar el proceso de instalación así como una posterior expansión del subsistema de recepción satelital, se decidió utilizar el actual sistema de ductos de cableado del Centro de Transmisiones para instalar en esa infraestructura tres segmentos del cable óptico presentado en la sección III.5.1.3 con los cuales se conectarían el patio de antenas A con la sala de recepción A, la sala de recepción A con la sala de recepción B y la sala de recepción B con el patio de antenas B. Para que dentro de esta idea se logre que las señales ópticas a la salida de los splitter 1x2 del patio A puedan alcanzar su correspondiente destino bien sea en la sala de Rx A o en la sala de Rx B (y lo mismo en el caso de las

señales provenientes del patio B) se desarrolló el plan de empalmes y terminación presentado en la Tabla IV-1.

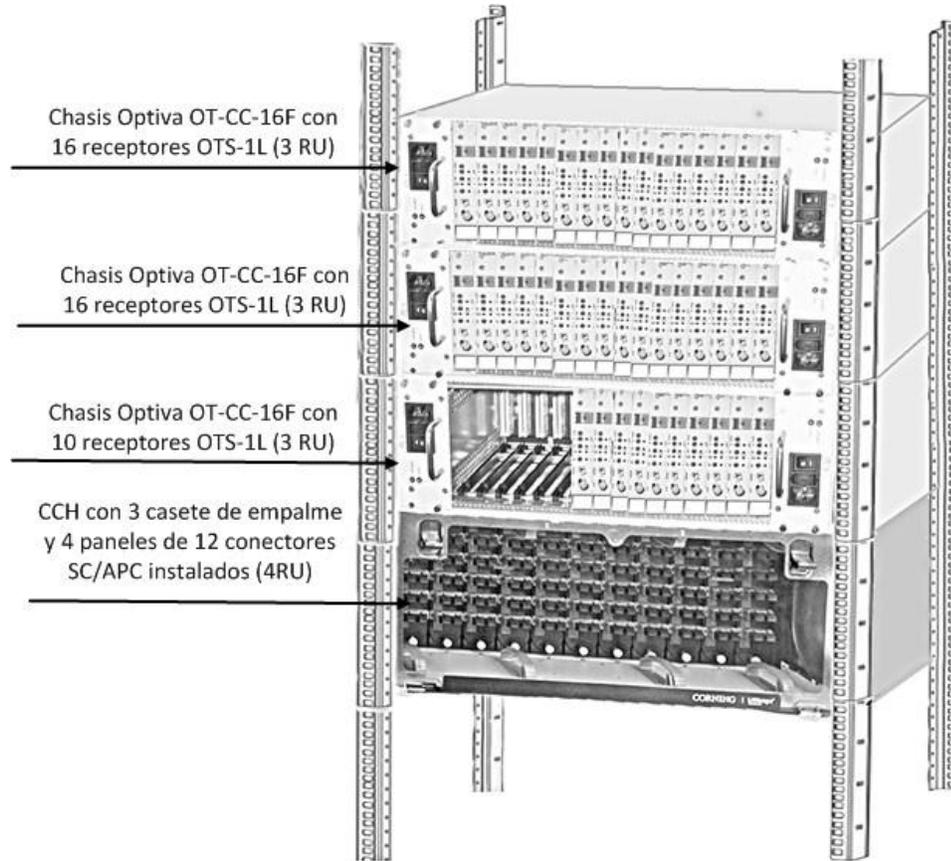


Figura IV-6 Disposición de los equipos en el rack de la sala de recepción A. (Solución basada en multiplexación espacial)
Fuente: Elaboración propia

Tabla IV-1 Plan de empalmes y terminación de los hilos de fibra para la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Elaboración propia

Desde Patio A hasta Downlink A					Desde Downlink A hasta Downlink B					Desde Downlink B hasta Patio B					
Cable óptico de tubo holgado 96 fibras	Desde:	Metodo:	Hacia:	Metodo:	Cable óptico de tubo holgado 96 fibras	Desde:	Metodo:	Hacia:	Metodo:	Cable óptico de tubo holgado 96 fibras	Desde:	Metodo:	Hacia:	Metodo:	
															Patio A
Tubo Azul	AXUL	1	TX-1	Conector	RX-1A	Conector									
	NARANJA	2	TX-2	Conector	RX-2A	Conector									
	VERDE	3	TX-3	Conector	RX-3A	Conector									
	MARRON	4	TX-4	Conector	RX-4A	Conector									
	PLATA	5	TX-5	Conector	RX-5A	Conector									
	BLANCO	6	TX-6	Conector	RX-6A	Conector									
	ROJO	7	TX-7	Conector	RX-7A	Conector									
	NEGRO	8	TX-8	Conector	RX-8A	Conector									
	AMARILLO	9	TX-9	Conector	RX-9A	Conector									
	VIOLETA	10	TX-10	Conector	RX-10A	Conector									
	ROSA	11	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
	CELESTE	12	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
Tubo Naranja	AXUL	13	TX-11	Conector	RX-11A	Conector									
	NARANJA	14	TX-12	Conector	RX-12A	Conector									
	VERDE	15	TX-13	Conector	RX-13A	Conector									
	MARRON	16	TX-14	Conector	RX-14A	Conector									
	PLATA	17	TX-15	Conector	RX-15A	Conector									
	BLANCO	18	TX-16	Conector	RX-16A	Conector									
	ROJO	19	TX-17	Conector	RX-17A	Conector									
	NEGRO	20	TX-18	Conector	RX-18A	Conector									
	AMARILLO	21	TX-19	Conector	RX-19A	Conector									
	VIOLETA	22	TX-20	Conector	RX-20A	Conector									
	ROSA	23	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
	CELESTE	24	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
Tubo Verde	AXUL	25	TX-21	Conector	RX-21A	Conector									
	NARANJA	26	TX-22	Conector	RX-22A	Conector									
	VERDE	27	TX-23	Conector	RX-23A	Conector									
	MARRON	28	TX-24	Conector	RX-24A	Conector									
	PLATA	29	TX-25	Conector	RX-25A	Conector									
	BLANCO	30	TX-26	Conector	RX-26A	Conector									
	ROJO	31	TX-27	Conector	RX-27A	Conector									
	NEGRO	32	TX-28	Conector	RX-28A	Conector									
	AMARILLO	33	TX-29	Conector	RX-29A	Conector									
	VIOLETA	34	TX-30	Conector	RX-30A	Conector									
	ROSA	35	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
	CELESTE	36	Oscura	Conector	Oscura	Conector									
Tubo Marrón	AXUL	37	TX-1	Conector	TX-1	Empalme	AXUL	1	TX-1	Empalme	RX-1B	Conector			
	NARANJA	38	TX-2	Conector	TX-2	Empalme	NARANJA	2	TX-2	Empalme	RX-2B	Conector			
	VERDE	39	TX-3	Conector	TX-3	Empalme	VERDE	3	TX-3	Empalme	RX-3B	Conector			
	MARRON	40	TX-4	Conector	TX-4	Empalme	MARRON	4	TX-4	Empalme	RX-4B	Conector			
	PLATA	41	TX-5	Conector	TX-5	Empalme	PLATA	5	TX-5	Empalme	RX-5B	Conector			
	BLANCO	42	TX-6	Conector	TX-6	Empalme	BLANCO	6	TX-6	Empalme	RX-6B	Conector			
	ROJO	43	TX-7	Conector	TX-7	Empalme	ROJO	7	TX-7	Empalme	RX-7B	Conector			
	NEGRO	44	TX-8	Conector	TX-8	Empalme	NEGRO	8	TX-8	Empalme	RX-8B	Conector			
	AMARILLO	45	TX-9	Conector	TX-9	Empalme	AMARILLO	9	TX-9	Empalme	RX-9B	Conector			
	VIOLETA	46	TX-10	Conector	TX-10	Empalme	VIOLETA	10	TX-10	Empalme	RX-10B	Conector			
	ROSA	47	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	ROSA	11	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
	CELESTE	48	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	CELESTE	12	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
Tubo Plata	AXUL	49	TX-11	Conector	TX-11	Empalme	AXUL	13	TX-11	Empalme	RX-11B	Conector			
	NARANJA	50	TX-12	Conector	TX-12	Empalme	NARANJA	14	TX-12	Empalme	RX-12B	Conector			
	VERDE	51	TX-13	Conector	TX-13	Empalme	VERDE	15	TX-13	Empalme	RX-13B	Conector			
	MARRON	52	TX-14	Conector	TX-14	Empalme	MARRON	16	TX-14	Empalme	RX-14B	Conector			
	PLATA	53	TX-15	Conector	TX-15	Empalme	PLATA	17	TX-15	Empalme	RX-15B	Conector			
	BLANCO	54	TX-16	Conector	TX-16	Empalme	BLANCO	18	TX-16	Empalme	RX-16B	Conector			
	ROJO	55	TX-17	Conector	TX-17	Empalme	ROJO	19	TX-17	Empalme	RX-17B	Conector			
	NEGRO	56	TX-18	Conector	TX-18	Empalme	NEGRO	20	TX-18	Empalme	RX-18B	Conector			
	AMARILLO	57	TX-19	Conector	TX-19	Empalme	AMARILLO	21	TX-19	Empalme	RX-19B	Conector			
	VIOLETA	58	TX-20	Conector	TX-20	Empalme	VIOLETA	22	TX-20	Empalme	RX-20B	Conector			
	ROSA	59	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	ROSA	23	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
	CELESTE	60	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	CELESTE	24	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
Tubo Blanco	AXUL	61	TX-21	Conector	TX-21	Empalme	AXUL	25	TX-21	Empalme	RX-21B	Conector			
	NARANJA	62	TX-22	Conector	TX-22	Empalme	NARANJA	26	TX-22	Empalme	RX-22B	Conector			
	VERDE	63	TX-23	Conector	TX-23	Empalme	VERDE	27	TX-23	Empalme	RX-23B	Conector			
	MARRON	64	TX-24	Conector	TX-24	Empalme	MARRON	28	TX-24	Empalme	RX-24B	Conector			
	PLATA	65	TX-25	Conector	TX-25	Empalme	PLATA	29	TX-25	Empalme	RX-25B	Conector			
	BLANCO	66	TX-26	Conector	TX-26	Empalme	BLANCO	30	TX-26	Empalme	RX-26B	Conector			
	ROJO	67	TX-27	Conector	TX-27	Empalme	ROJO	31	TX-27	Empalme	RX-27B	Conector			
	NEGRO	68	TX-28	Conector	TX-28	Empalme	NEGRO	32	TX-28	Empalme	RX-28B	Conector			
	AMARILLO	69	TX-29	Conector	TX-29	Empalme	AMARILLO	33	TX-29	Empalme	RX-29B	Conector			
	VIOLETA	70	TX-30	Conector	TX-30	Empalme	VIOLETA	34	TX-30	Empalme	RX-30B	Conector			
	ROSA	71	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	ROSA	35	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
	CELESTE	72	Oscura	Conector	Oscura	Empalme	CELESTE	36	Oscura	Empalme	Oscura	Conector			
Tubo Rojo	AXUL	73	Oscura		Oscura		AXUL	37	TX-31	Empalme	RX-31A	Conector			
	NARANJA	74	Oscura		Oscura		NARANJA	38	TX-32	Empalme	RX-32A	Conector			
	VERDE	75	Oscura		Oscura		VERDE	39	TX-33	Empalme	RX-33A	Conector			
	MARRON	76	Oscura		Oscura		MARRON	40	TX-34	Empalme	RX-34A	Conector			
	PLATA	77	Oscura		Oscura		PLATA	41	TX-35	Empalme	RX-35A	Conector			
	BLANCO	78	Oscura		Oscura		BLANCO	42	TX-36	Empalme	RX-36A	Conector			
	ROJO	79	Oscura		Oscura		ROJO	43	TX-37	Empalme	RX-37A	Conector			
	NEGRO	80	Oscura		Oscura		NEGRO	44	TX-38	Empalme	RX-38A	Conector			
	AMARILLO	81	Oscura		Oscura		AMARILLO	45	TX-39	Empalme	RX-39A	Conector			
	VIOLETA	82	Oscura		Oscura		VIOLETA	46	TX-40	Empalme	RX-40A	Conector			
	ROSA	83	Oscura		Oscura		ROSA	47	TX-41	Empalme	RX-41A	Conector			
	CELESTE	84	Oscura		Oscura		CELESTE	48	TX-42	Empalme	RX-42A	Conector			
Tubo Marrón	AXUL	49	Oscura		Oscura		AXUL	37	TX-31	Empalme	RX-31A	Conector			
	NARANJA	50	Oscura		Oscura		NARANJA	38	TX-32	Empalme	RX-32A	Conector			
	VERDE	51	Oscura		Oscura		VERDE	39	TX-33	Empalme	RX-33A	Conector			
	MARRON	52	Oscura		Oscura		MARRON	40	TX-34	Empalme	RX-34A	Conector			
	PLATA	53	Oscura		Oscura		PLATA	41	TX-35	Empalme	RX-35A	Conector			
	BLANCO	54	Oscura		Oscura		BLANCO	42	TX-36	Empalme	RX-36A	Conector			
	ROJO	55	Oscura		Oscura		ROJO	43	TX-37	Empalme	RX-37A	Conector			
	NEGRO	56	Oscura		Oscura		NEGRO	44	TX-38	Empalme	RX-38A	Conector			
	AMARILLO	57	Oscura		Oscura		AMARILLO	45	TX-39	Empalme	RX-39A	Conector			
	VIOLETA	58	Oscura		Oscura		VIOLETA	46	TX-40	Empalme	RX-40A	Conector			
	ROSA	59	Oscura		Oscura		ROSA	47	TX-41	Empalme	RX-41A	Conector			
	CELESTE	60	Oscura		Oscura		CELESTE	48	TX-42	Empalme	RX-42A	Conector			
Tubo Plata	AXUL	49	Oscura		Oscura		AXUL	37	TX-31	Empalme	RX-31A	Conector			
	NARANJA	50	Oscura		Oscura		NARANJA	38	TX-32	Empalme	RX-32A	Conector			
	VERDE	51	Oscura		Oscura		VERDE	39	TX-33	Empalme	RX-33A	Conector			
	MARRON	52	Oscura		Oscura		MARRON	40	TX-34	Empalme	RX-34A	Conector			
	PLATA	53	Oscura		Oscura		PLATA	41							

Para facilitar tanto el proceso de conectorización como de empalme, las fibras y los tubos que las contienen en grupos de 12 dentro del cable son identificados por determinados colores (estándar TIA/EIA-598). Esta convención se tomó en cuenta a la hora de elaborar la Tabla IV-1 con el fin de que sirva de guía al momento de instalación. En esa tabla se puede observar que se utilizan 10 fibras de los tubos azul, naranja y verde del cable óptico de 96 fibras de estructura holgada que se propone usar en el segmento Patio A-Sala de recepción A para transportar las señales ópticas que están destinadas a terminar en esta sala. Observe que se utilizan 10 de las 12 fibras de estos tubos con la finalidad relacionar cada tubo con la salida hacia una determinada sala de cada *Eclipse 2U Splitter Housing* (recuerde que cada uno de estos equipos en el patio A cuenta con 10 divisores de potencia 1x2), las otras dos fibras restantes en cada tubo se dejan como fibras oscuras¹¹. Asimismo se utilizan 10 fibras de los tubos marrón, plata y blanco para transportar las señales ópticas del patio A que tienen como destino la sala de recepción B a través de un empalme que se realiza con las fibras en los tubos azul, naranja y verde del cable óptico de 72 fibras en estructura holgada que une la sala de recepción A con la sala de recepción B. Estos empalmes son resguardados en los 3 casetes de empalme instalados el CCH de esta sala de recepción.

En el caso del patio B las 12 señales ópticas que tienen como destino la sala de recepción B son enviadas a través de las fibras ópticas contenidas en el tubo azul del cable holgado de 36 fibras que se usa para unir las mencionadas locaciones. Las fibras en el tubo naranja de este cable son usadas para transmitir las señales ópticas que son empalmadas en casete de empalme de la sala de recepción B con las fibras ópticas del tubo marrón del cable que une esta sala con la sala de recepción A.

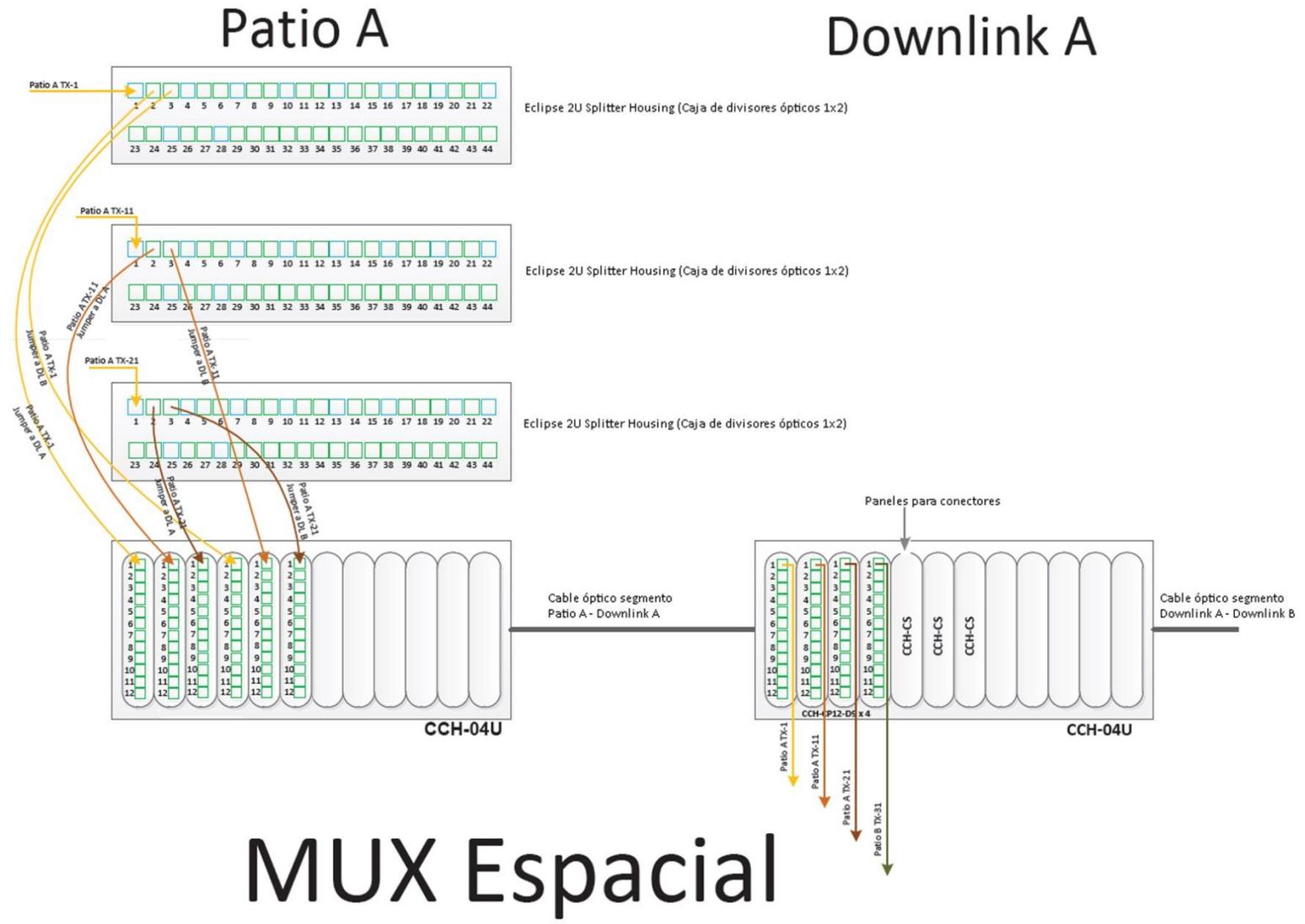
¹¹ En este caso el término fibra oscura se usa para denominar a aquella fibra que no se encuentra en uso actualmente, es decir, no está siendo “iluminada” por un transmisor óptico. Sirve para poder llevar a cabo una expansión sin tener que volver a recurrir en gastos de compra de cable óptico y de instalación.

Es importante destacar que en todos los casos en los cuales las fibras del cable óptico de estructura holgada se van a terminar en un conector es necesario contar con un *Fanout Kit* (mostrado en la Figura IV-7) por cada tubo, este componente protege cada hilo de fibra con un tubo de estructura ajustada para permitir su conectorización.



Figura IV-7 Elementos de un *fanout kit*.
Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-8 se muestra el diagrama de conexión entre los diversos equipos en cada locación y los segmentos de fibra óptica. En el patio A se puede observar que se utilizan “*jumpers*” de fibra óptica monomodo con conectores SC/APC para conectar la salida de cada transmisor óptico con el puerto de entrada de un divisor de potencia 1x2 ubicado en *Eclipse 2U Splitter Housing*. Luego se utiliza otro “*jumper*” para unir el puerto de salida del divisor de potencia con un determinado conector en la parte frontal de uno de los 6 paneles instalados en el CCH. En la parte posterior de los conectores de los paneles están los diversos hilos de fibra conectados usando *Fanout Kits*, cada panel está relacionado con un tubo del cable óptico (se tienen 12 conectores por panel y 12 fibras por tubo) por lo que la relación para la conexión entre las salidas de los divisores ópticos y los diversos conectores ubicados en los distintos paneles está dada por la planificación presentada en la Tabla IV-1.



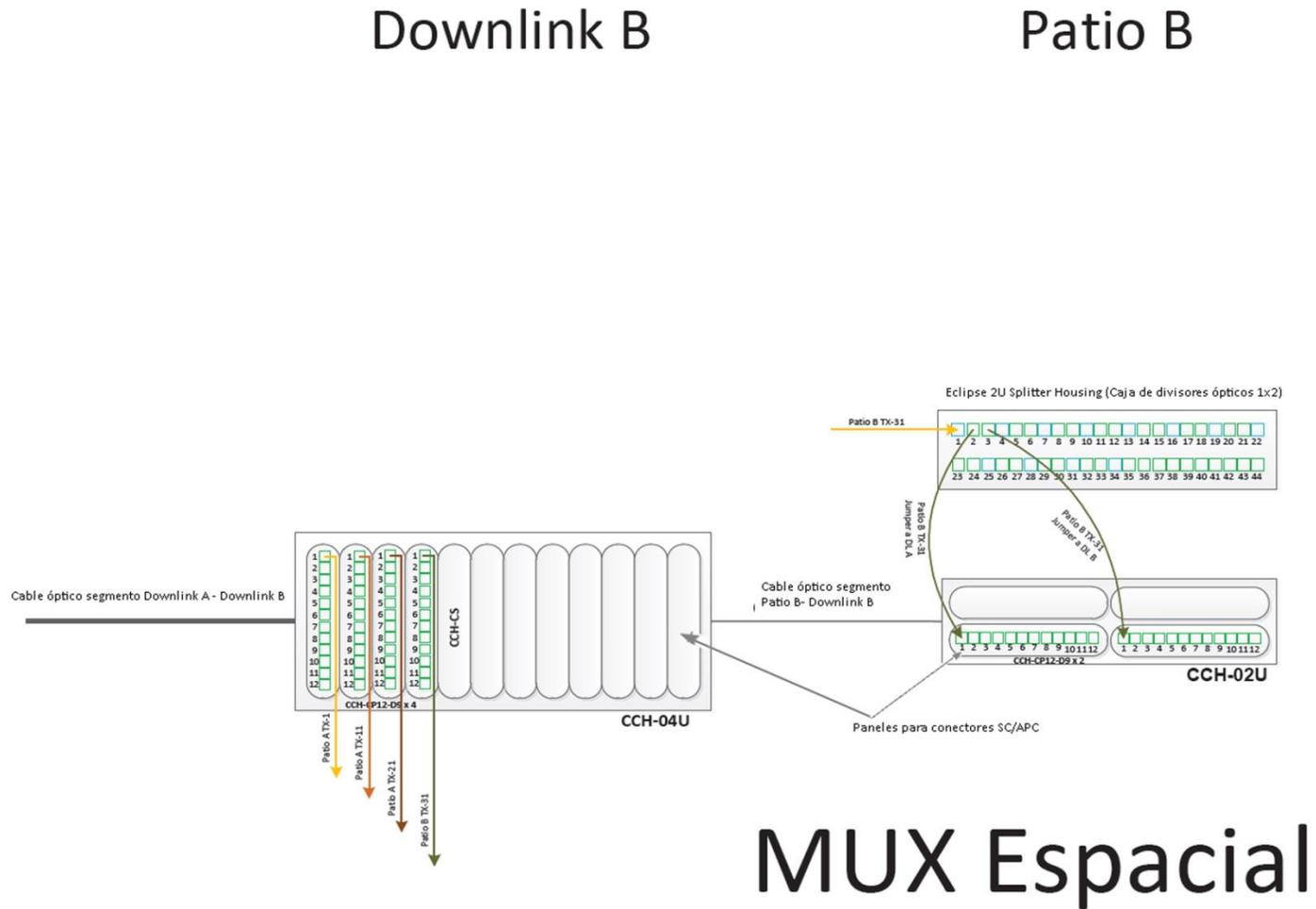


Figura IV-8 Diagrama de conexiones de fibras para a solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Elaboración propia

Los fibras ópticas que terminan en la sala de recepción A son conectadas usando el *Fanout Kit* a la parte posterior de los paneles de conectores instalados en el CCH mientras que por la parte frontal saldrán los “*jumpers ópticos*” que harán la conexión cruzada con los receptores ópticos ubicados en esta sala. Las fibras que son empalmadas en esta locación son resguardadas y protegidas en los casetes de empalmes. En el patio B y la sala de recepción B se aplica la misma filosofía presentada para el patio A y la sala de recepción A.

En la Tabla IV-2 se presenta un resumen de los equipos necesarios en cada locación para implementar la solución basada en multiplexación espacial.

Tabla IV-2 Equipos necesarios en cada locación para la implementación de la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Elaboración propia

EQUIPOS	CANTIDAD
PATIO A	
Gabinete para exteriores	1
Transmisor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	30
Chasis Optiva OT-CC-16F	2
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	4
Caja de divisores ópticos 1x2 (10 divisores por caja)	3
<i>Closet Connector Housing</i> (CCH) de 4 unidades de rack	1
Panel de 12 conectores, SC/APC, monomodo	6
<i>Fanout Kit</i> de 12 fibras, piernas de 25"	6
Conectores SC/APC monomodo	72
Cable óptico de estructura holgada, 96 fibras monomodo, clasificación antillama <i>riser</i>	≈33 m
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama <i>riser</i>	90
DOWNLINK A	
Receptor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	42
Chasis Optiva OT-CC-16F	3
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	6
<i>Closet Connector Housing</i> (CCH) de 4 unidades de rack	1
Casete de empalmes	3
Panel de 12 conectores, SC/APC, monomodo	4
Cable óptico de estructura holgada, 72 fibras monomodo, clasificación antillama <i>riser</i>	≈34 m

<i>Fanout Kit</i> de 12 fibras, piernas de 25"	4
Conectores SC/APC monomodo	48
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama <i>riser</i>	90
DOWNLINK B	
Receptor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	42
Chasis Optiva OT-CC-16F	3
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	6
<i>Closet Connector Housing</i> (CCH) de 4 unidades de rack	1
Casete de empalmes	2
Panel de 12 conectores, SC/APC, monomodo	4
Cable óptico de estructura holgada, 36 fibras monomodo, clasificación antillama <i>riser</i>	≈33 m
<i>Fanout Kit</i> de 12 fibras, piernas de 25"	4
Conectores SC/APC monomodo	48
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama <i>riser</i>	90
PATIO B	
Gabinete para exteriores	1
Transmisor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	12
Chasis Optiva OT-CC-16F	1
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	2
Caja de divisores ópticos 1x2 (12 divisores por caja)	1
<i>Closet Connector Housing</i> (CCH) de 4 unidades de rack	1
Panel de 12 conectores, SC/APC, monomodo	2
<i>Fanout Kit</i> de 12 fibras, piernas de 25"	2
Conectores SC/APC monomodo	24
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama <i>riser</i>	36

IV.1.2 Solución basada en multiplexación DWDM.

Como se planteó en la sección III.4, esta solución propone, al igual que la basada en multiplexación espacial, una implementación híbrida coaxial-cobre con el fin de concentrar todas las señales recibidas por las antenas que integran cada patio en un gabinete de exteriores en el cual se encontrarían los equipos que hacen posible la transducción eléctrica-óptica, la multiplexación y el acoplamiento de la luz generada

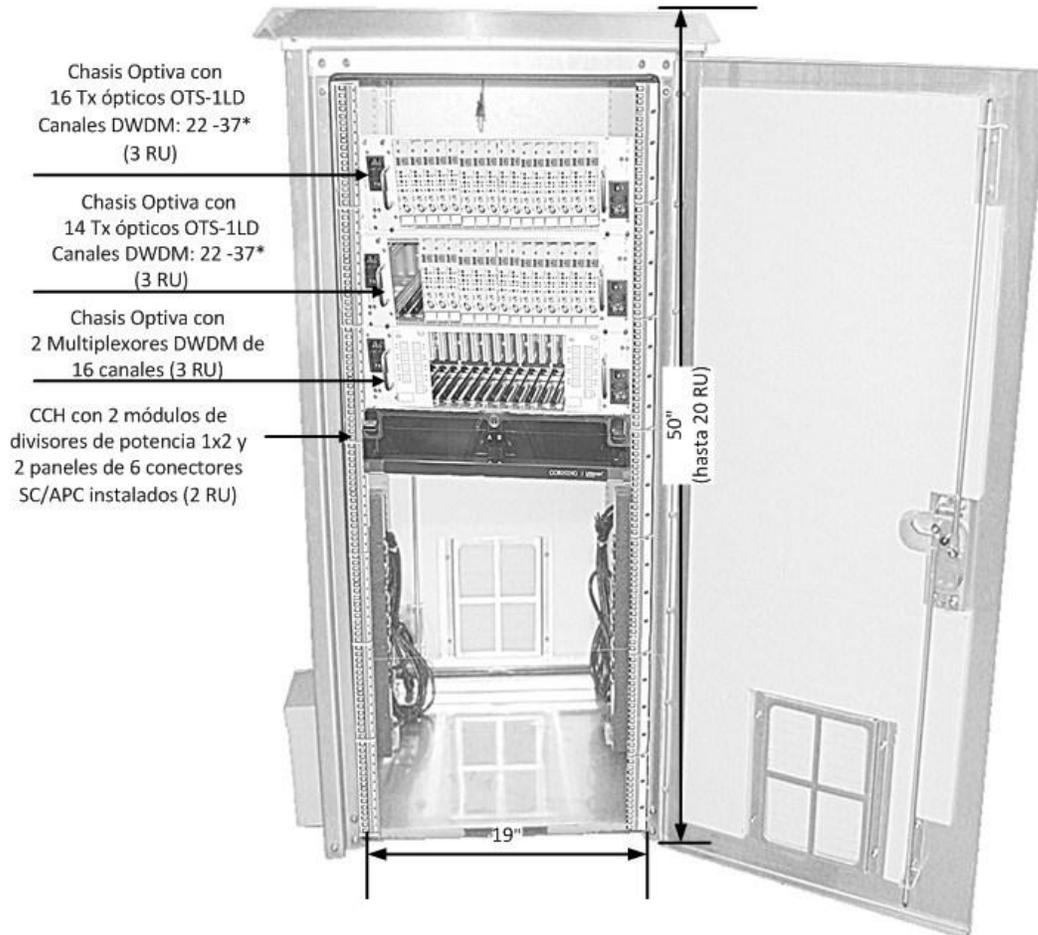
a la fibra óptica. Estos gabinetes estarían ubicados en la misma posición mostrada en la Figura IV-1 y discutida en la sección anterior.

En la Figura IV-9 se muestra como quedarían instalados los equipos correspondientes a la propuesta basada en DWDM en el rack del gabinete ubicado en el patio de antenas A. Se propone que en la parte superior se encuentren, dispuestos en un par de chasis Optiva OT-CC-16F, los 30 transmisores ópticos OTS-1LD, presentado en la sección III.5.2.1, que son necesarios en esta locación.

Cada uno de los 16 transmisores que se encuentran en el primer chasis operaría en uno de los 16 canales DWDM definidos en la Tabla 5 del capítulo III. Las salidas de estos transmisores se conectarían por la parte frontal del rack a las entradas de uno de los multiplexores DWDM ubicado en el tercer chasis mediante “*jumpers*” de fibra óptica monomodo. Los restantes 14 transmisores ubicados en el segundo chasis operarían cada uno en un determinado canal DWDM de los definidos en la Tabla III.5 y sus salidas estarían conectadas mediante “*jumpers*” a las entradas del otro multiplexor DWDM.

En la Figura IV-9 también se muestra un *Closet Connector Housing* (CCH) de 2 RU de la marca Corning en el cual se pretenden instalar dos módulos de divisores ópticos 1x2 (*splitter*) y dos paneles con 6 conectores SC/APC. La salida de cada uno de los multiplexores se conectaría mediante “*jumpers*” ópticos monomodo a la entrada de los “*splitters*” a través de los conectores SC/APC de uno de los paneles, tal y como se muestra en el diagrama de conexiones de la Figura IV-10. A su vez la salida de los divisores ópticos se conectaría por la parte frontal del CCH a los conectores del segundo panel, a los cuales llegarían por la parte posterior los seis hilos de fibra que conforman el cable óptico de estructura ajustada presentado en la sección III.5.2.4 y que se propone utilizar para conectar los tres segmentos en los cuales se optó por dividir el despliegue de cable óptico en el Centro de Transmisiones: patio A - sala de recepción A, sala de recepción A - sala de recepción B y la sala de recepción B - patio B. Es importante destacar que debido al hecho de

que este cable es de estructura ajustada no se requiere el uso de *fanout kit* ya que cada hilo de fibra cuenta con la protección y el soporte suficiente para realizar la conectorización en forma directa.

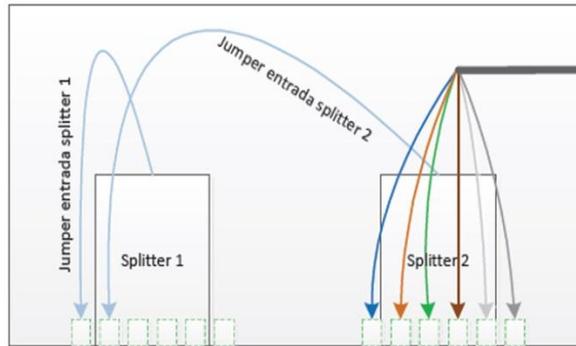


*Según recomendación G.694.1 de la ITU

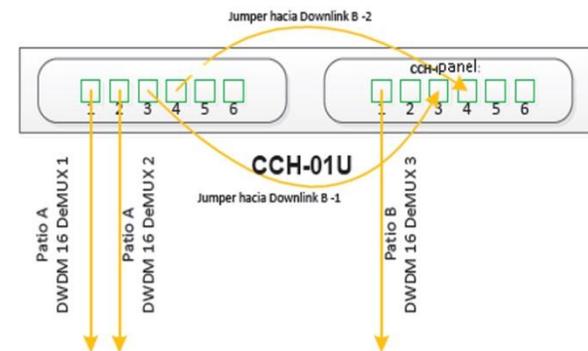
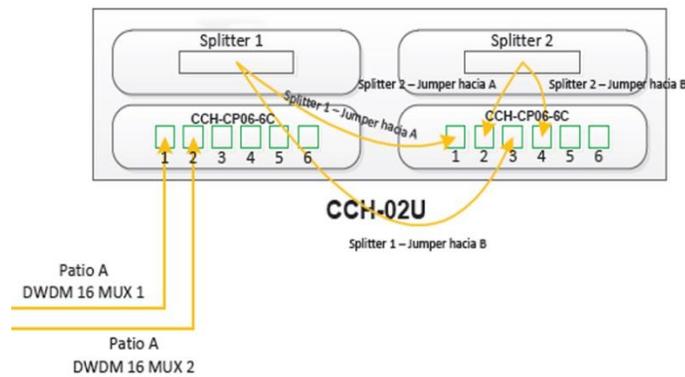
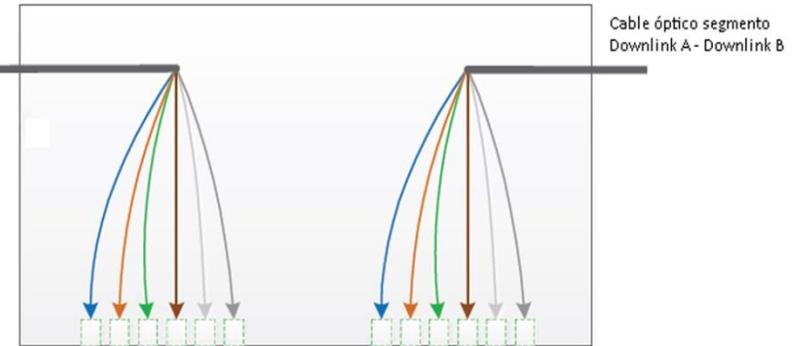
**Figura IV-9 Disposición de los equipos en el rack del gabinete del patio de antenas A. (Solución basada en multiplexación DWDM).
Fuente: Elaboración propia**

La sala de recepción B en esta solución contaría con un rack como el que se muestra en la Figura IV-11. Allí se puede apreciar en la parte superior 42 receptores ópticos dispuestos en 3 chasis, cada uno capaz de almacenar y alimentar eléctricamente hasta 16 receptores. También se puede observar un chasis adicional que almacena y alimenta a 3 demultiplexores DWDM que tienen la tarea de revertir

Patio A



Downlink A



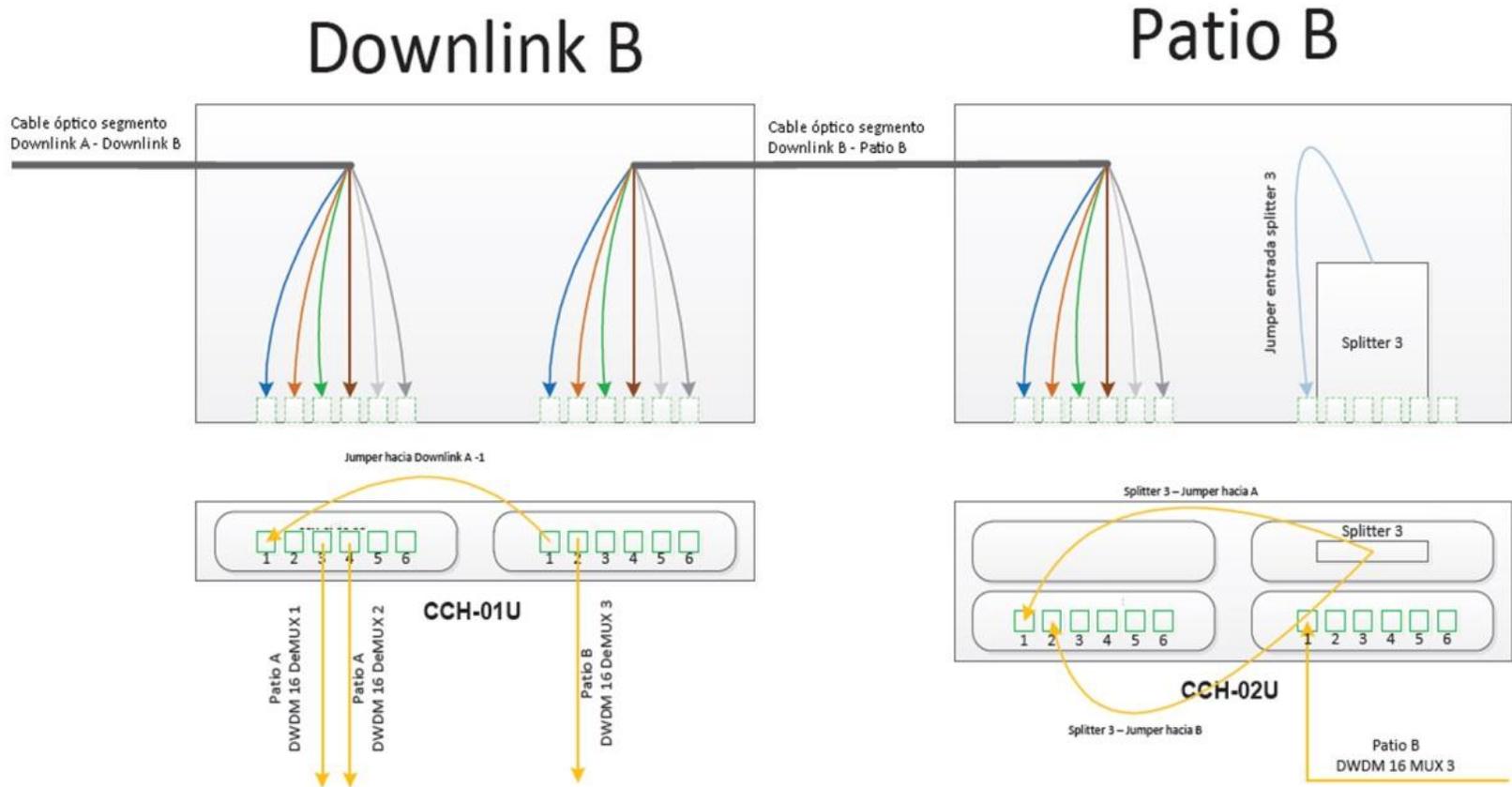


Figura IV-10 Diagrama de conexiones de fibras para la solución basada en multiplexación espacial.
Fuente: Elaboración propia

el proceso de multiplexación de las 2 señales ópticas provenientes del patio A y de la señal proveniente del patio B. Además en esta sala se tendría un *Closet Connector Housing* (CCH) de 1 RU en el cual estarían dispuestos dos paneles de 6 conectores SC/APC cada uno y que jugaran un rol fundamental para dirigir cada señal óptica hacia su respectivo destino final pues en esta propuesta se busca aprovechar el bajo número de señal ópticas para utilizar conexiones cruzadas en vez de empalmes ya que estos complican el proceso de instalación e incrementan el costo de la misma.

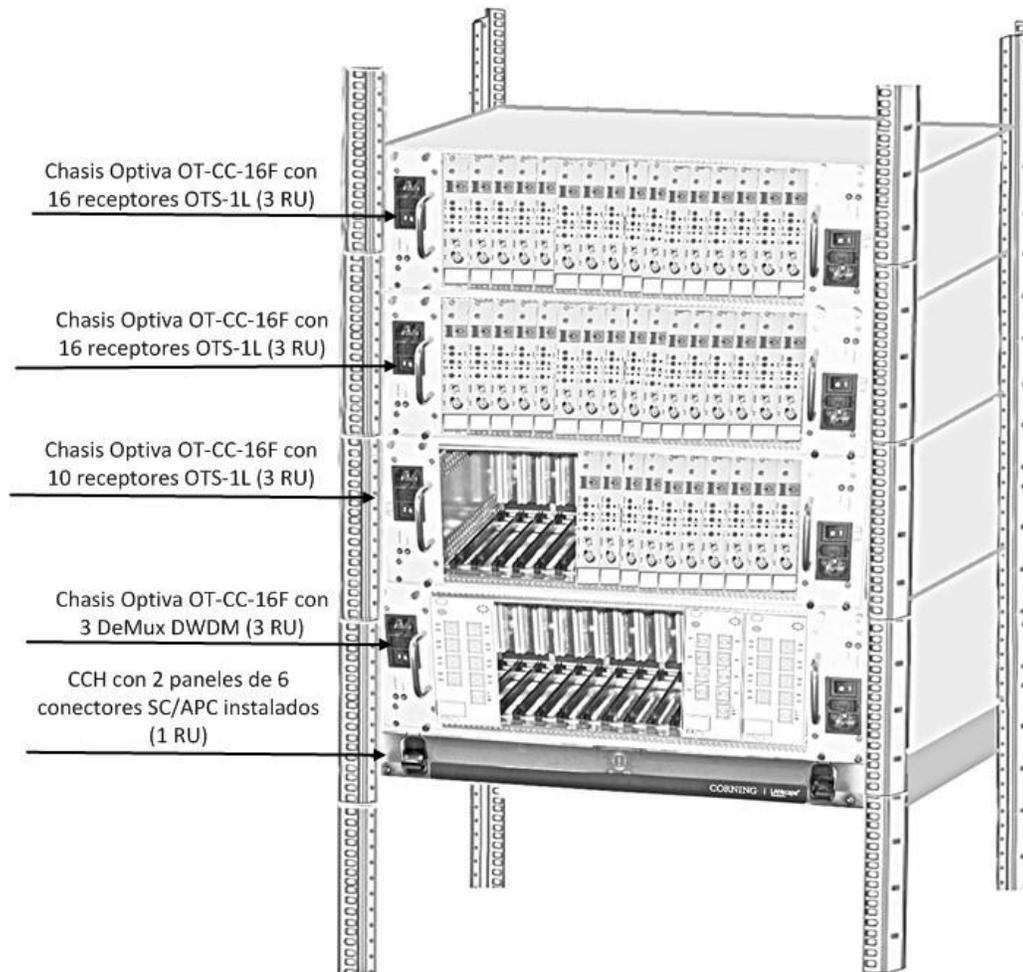


Figura IV-11 Disposición de los equipos en el rack de la sala de recepción A. (Solución basada en multiplexación DWDM).

Fuente: Elaboración propia

Como se puede apreciar en el diagrama de conexiones desarrollado para esta solución (Figura IV-10) el segmento de cable óptico entre el patio A y la sala de

recepción A sería usado para enviar por el hilo azul la señal óptica del Mux DWDM - 1 destinado a la sala A, por el hilo verde esa misma señal pero destinada a la sala B y por los hilos naranja y marrón la señal óptica del Mux DWDM -2 destinada a la sala A y a la sala B, respectivamente; los otros dos hilos quedan como fibras oscuras. En la sala A, las fibras de este segmento de cable óptico serían conectadas a la parte posterior de uno de los paneles instalados en el CCH, en el diagrama se muestra que el hilo azul llega al conector número 1 de ese panel y de allí sale un “*jumper*” que se conecta con la entrada del demultiplexor 1-A, el hilo naranja llega al conector número 2 al cual se conectaría un “*jumper*” que llevaría la señal óptica que viene por esa fibra hasta el demultiplexor 2-A, mientras que las fibras verde y marrón serían conectadas a los puertos 3 y 4, de los cuales saldrían por la parte frontal unos “*jumpers*” que permitirían insertar las señales ópticas que se transmiten por estos hilos en los correspondientes al segmento de cable óptico que une la sala de recepción A con la sala de recepción B. Finalmente, en esta sala también se contaría con un “*jumper*” en la parte frontal del conector 1 del segundo panel que permitiría llevar la señal multiplexada proveniente del patio B hasta la entrada del demultiplexor 3-A.

En la sala de recepción B se contaría con un rack exactamente igual al planteado para la sala de recepción A. En el diagrama de conexiones se puede observar que a la parte posterior del panel 1 se conectan los hilos de fibra del cable que une esta sala con la sala A y al panel 2 se conectan los hilos del cable óptico que la une con el patio B. En la parte frontal de los conectores 3 y 4 de panel 1 se colocarían “*jumpers*” que permitirían llevar las señales ópticas multiplexadas que llegan a través de los hilos conectados a ellos hasta la entrada de los demultiplexores 1-B y 2-B respectivamente mientras que al conector 1 de este panel se haría llegar la señal multiplexada proveniente del patio B y destinada a la sala de recepción A mediante un “*jumper*” que uniría a dicho conector con el conector 1 del panel 2 mientras que del conector 2 de este mismo panel saldría la señal proveniente del patio B hacia el demultiplexor 3-B.

En el patio B sólo se necesitarían dentro del gabinete un chasis y un CCH de 2 RU. En el primero se colocarían los 12 transmisores ópticos necesarios en esta área (cada uno operando en uno de los canales DWDM definidos en la Tabla III.5) y un multiplexor DWDM. En el CCH, por su parte, estarían instalados 2 paneles con 12 conectores SC/APC y un divisor de potencia óptica 1x2. La salidas de los transmisores estarían conectadas mediante “*jumpers*” a las entradas del multiplexor mientras que su salida llegaría a la entrada del divisor de potencia a través de la conexión en el panel 1 y las salidas de este componente pasivo estarían conectadas a la parte frontal del panel al cual llegan, por la parte posterior, los hilos de fibra del segmento patio B- sala de recepción B.

En la Tabla IV-3 se presenta un resumen de los equipos necesarios en cada locación para implementar la solución basada en multiplexación DWDM.

Tabla IV-3 Equipos necesarios en cada locación para la implementación de la solución basada en multiplexación DWDM.
Fuente: Elaboración propia

EQUIPOS	CANTIDAD
PATIO A	
Gabinete para exteriores	1
Transmisor óptico Optiva L-band, OTS-1LD	30
Multiplexor DWDM de 16 entradas	2
Chasis Optiva OT-CC-16F	3
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	6
Modulo divisor de potencia óptica 1x2	2
<i>Closet Connector Housing</i> (CCH) de 2 unidades de rack	1
Panel de 6 conectores, SC/APC, monomodo (OS2)	2
Conectores SC/APC monomodo	6
Cable óptico de estructura ajustada, 6 fibras monomodo, clasificación antillama <i>riser</i>	≈33 m
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama <i>riser</i>	32
DOWNLINK A	
Receptor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	42
Demultiplexor DWDM de 16 entradas	3
Chasis Optiva OT-CC-16F	4
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	8

<i>Closet Connector Housing (CCH)</i> de 1 unidades de rack	1
Panel de 6 conectores, SC/APC, monomodo	2
Cable óptico de estructura ajustada, 6 fibras monomodo, clasificación antillama riser	≈34 m
Conectores SC/APC monomodo	12
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama riser	47
DOWNLINK B	
Receptor óptico Optiva L-band, OTS-1LT	42
Demultiplexor DWDM de 16 entradas	3
Chasis Optiva OT-CC-16F	4
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	8
<i>Closet Connector Housing (CCH)</i> de 1 unidades de rack	1
Panel de 6 conectores, SC/APC, monomodo	2
Cable óptico de estructura ajustada, 6 fibras monomodo, clasificación antillama riser	≈33 m
Conectores SC/APC monomodo	12
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama riser	46
PATIO B	
Gabinete para exteriores	1
Transmisor óptico Optiva L-band, OTS-1LD	12
Multiplexor DWDM de 16 entradas	1
Chasis Optiva OT-CC-16F	1
Fuente de poder para el chasis OT-CC-16F (2 por chasis, una principal y otra de respaldo)	2
Modulo de divisor óptico 1x2	1
<i>Closet Connector Housing (CCH)</i> de 2 unidades de rack	1
Panel de 6 conectores, SC/APC, monomodo (OS2)	2
Conectores SC/APC monomodo	6
<i>Jumper</i> (Latiguillo) monomodo, conexión SC/APC a SC/APC, clasificación antillama riser	13

IV.2 Comparación técnica de las soluciones.

En esta sección se muestran y analizan los resultados de los cálculos referentes al proceso de análisis de rendimiento de las soluciones que se describió en la sección III.6. Se optó por presentar en conjunto los valores obtenidos por ambas soluciones en cada figura de merito con la finalidad de facilitar la comparación entre ellas y con respecto a los requerimientos establecidos.

IV.2.1 Ganancia.

Como se estableció en la sección III.6.1.1, la ganancia del enlace intrínseco en un sistema de comunicaciones óptico analógico depende esencialmente de 4 parámetros: eficiencia del transmisor (S_{TX}), eficiencia del receptor (S_{RX}), pérdidas en el enlace óptico y relación entre las impedancias de entrada y de carga ($\frac{R_{out}}{R_{in}}$). Estos valores son propios de los equipos seleccionados para cada solución y fueron comentados en la sección III.5, sin embargo, para su comodidad se reproducen en la Tabla IV-4 en la cual se presenta la ganancia del enlace intrínseco calculada mediante la ecuación III.3 tanto para la solución basada en multiplexación espacial como para la basada en multiplexación DWDM.

Tabla IV-4 Ganancia del enlace intrínseco en función de los parámetros de los equipos seleccionados para cada solución.

Fuente: Elaboración propia

		Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM.
Parámetros			
Eficiencia del transmisor		-26,02 dB _(W/A)	-17,5 dB _(W/A)
Eficiencia del receptor		-6,9 dB _(W/A)	-6,9 dB _(W/A)
Pérdidas ópticas pasivas en el enlace óptico	Por conectores:	0,8 dBo	1,6 dBo
	Por Inserción al Mux DWDM:	-----	5,8 dBo
	Por Inserción al DeMux DWDM:	-----	5,8 dBo
	Por Inserción al splitter 50/50:	3,4 dBo	3,4 dBo
	Por atenuación de la fibra	0,04 dBo	0,04 dBo
	Total pérdidas ópticas:	4,2 dBo	16,6 dBo
	Relación ($\frac{R_{out}}{R_{in}}$)	0 dBo	0 dBo
Resultado (Ecuación III.3)			
Ganancia del enlace intrínseco		-41,4 dB	-57,7 dB

Se puede observar en Tabla IV-4 que la ganancia que exhibe la solución basada en la multiplexación DWDM es menor que la presentada por la solución basada en multiplexación espacial a pesar de contar con un transmisor considerablemente más eficiente. La explicación para esta situación está en las pérdidas ópticas pasivas y en el significativo impacto que estas tienen sobre la ganancia RF del enlace pues como

se explicó en la sección III.6.1.1 cada dB de pérdida óptica representa una pérdida de 2 dB en la ganancia del enlace intrínseco.

Con las Figura IV-12 y Figura IV-13 se busca proponer una forma práctica e interesante de representar el efecto que tienen las pérdidas en el enlace sobre la potencia de la señal óptica transmitida. En ellas se puede observar la gráfica del nivel de potencia de la señal óptica en función de los diversos elementos presentes en cada solución. También se puede notar que la potencia óptica en fotoreceptor es de -0,45 dBm (0,9 mW) en el caso de la solución basada en la multiplexación espacial y de -8,1 dBm (0,2 mW) en la solución DWDM, teniendo en cuenta estos valores y la eficiencia del fotoreceptor se presentan en la Tabla IV-5 el valor de la fotocorriente del receptor para ambos casos obtenidos a través de la ecuación III.9.

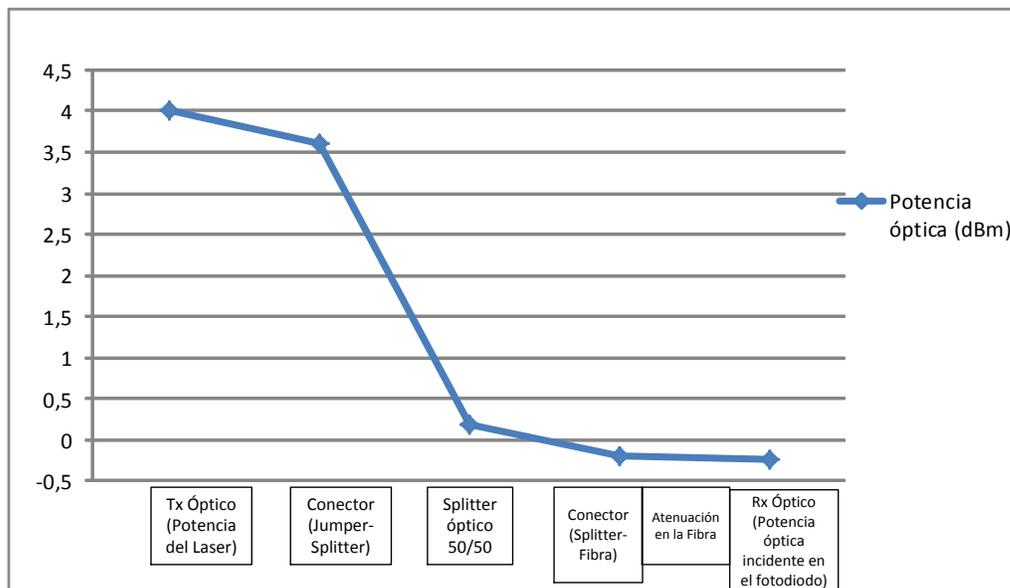


Figura IV-12 Gráfica de la potencia óptica en función de los componentes del enlace intrínseco de la solución basada en multiplexación espacial.

Fuente: Elaboración propia

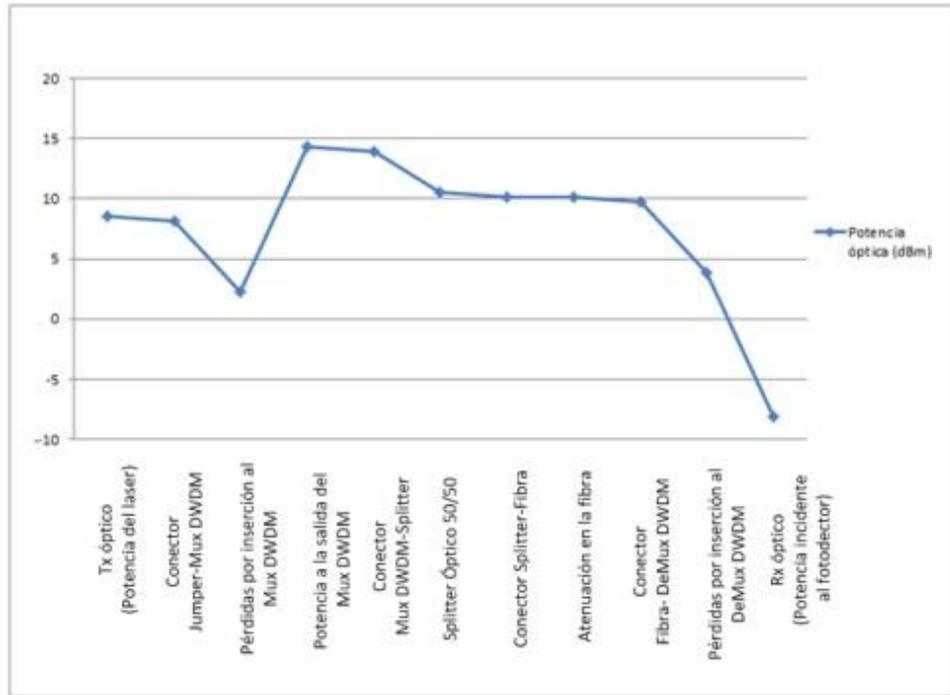


Figura IV-13 Gráfica de la potencia óptica en función de los componentes del enlace intrínseco de la solución basada en multiplexación DWDM.

Fuente: Elaboración propia

Tabla IV-5 Fotocorriente en función de la potencia óptica en el receptor y de los parámetros de los equipos seleccionados para cada solución.

Fuente: Elaboración propia

	Solución basada en multiplexación espacial.	Solución basada en multiplexación DWDM.
Potencia óptica en el fotoreceptor	0,9 mW	0,2 mW
Eficiencia del fotoreceptor.	0,9 A/W	0,9 A/W
Fotocorriente	0,8 mA	0,1 mA

Otro aspecto importante que surge de los resultados mostrados en la Tabla IV-4 es que tal como se esperaba, las pérdidas desde el punto de vista de RF originadas en el enlace intrínseco de ambas soluciones son considerablemente altas y esto tiene que ver, como ya se ha mencionado en secciones anteriores, con la baja eficiencia con la cual se lleva a cabo el proceso de transducción eléctrico-óptico y viceversa y con la duplicación a nivel de RF de las pérdidas ópticas. De hecho, en este escenario ninguna de las dos soluciones satisface el requerimiento establecido de presentar pérdidas en RF por debajo de los 20 dB que se tendrían con un despliegue de cable coaxial RG-6 (de atenuación típica 0,2 dB/m) sobre los 100 metros considerados en el estudio. Es aquí donde se nota la importancia de los pre y pos amplificadores

electrónicos integrados en el transmisor y receptor, respectivamente, de ambas soluciones.

En la Tabla IV-6 se muestra la ganancia total de ambas soluciones calculadas a través de la ecuación III.17 al incluir las ganancias de los amplificadores. De los resultados allí mostrados se desprende que con la ayuda de los amplificadores ambas soluciones satisfacen con creces el requerimiento establecido y que tanto el pre-amplificador como el pos-amplificador son igualmente eficientes a la hora de mejorar la ganancia del sistema, sin embargo, hay que tener en cuenta que a pesar que en el mercado existen amplificadores electrónicos de gran ganancia en el rango de frecuencias de interés, el valor de ganancia de los pre y post-amplificadores en este tipo de aplicaciones está limitado por el sacrificio que se este dispuesto a hacer en cuanto al rango dinámico libre de intermodulación para obtener una mejor ganancia, como se explicó en la sección III.6.2.3.

Tabla IV-6 Ganancia del sistema en función de los parámetros de los equipos seleccionados para cada solución.

Fuente: Elaboración propia

	Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM.
Ganancia del Pre-Amp	25 dB	27 dB
Ganancia del enlace intrínseco.	-41,4 dB	-57,7 dB
Ganancia del Post-Amp	15 dB	25 dB
Ganancia total del sistema	-1,4 dB	-5,7 dB

IV.2.2 Figura de ruido.

En este trabajo especial de grado se decidió calcular la figura de ruido de ambas soluciones con el fin de tener una medida de los efectos del ruido agregado por los elementos o circuitos del sistema sobre la señal transportada. Como se describió en la sección III.6 el estudio de este parámetro se realizó en primer lugar considerando solo el enlace intrínseco y luego se extendió para incluir los efectos de los amplificadores.

En particular, en lo referente al enlace intrínseco, la Tabla IV-7 muestra el resultado de los cálculos del parámetro EIN para cada fuente de ruido y en EIN total del enlace partiendo del modelo circuital de la figura III.6 y de las ecuaciones III.10 a

III.14 tal y como se describió en la sección III.6.1.2. En esa misma tabla se presenta también el valor que tiene la figura de ruido en cada solución propuesta.

Tabla IV-7 Resultados de los cálculos del valor EIN de cada fuente de ruido y de la figura de ruido del enlace intrínseco para ambas soluciones presentadas.

Fuente: Elaboración propia

	Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM.
EIN_{rin}	-105,3 dB/Hz	-104,8 dB/Hz
EIN_{shot}	-131,5 dB/Hz	-123,1 dB/Hz
EIN_{th}	-132,6 dB/Hz	-116,3 dB/Hz
EIN_{total}	-105,3 dB/Hz	-104,4 dB/Hz
Figura de ruido	68,7 dB	69,6 dB

De la Tabla IV-7 se puede observar que claramente la fuente de ruido dominante en ambos casos es el ruido de intensidad relativa asociado con las fluctuaciones en la intensidad del laser. Este resultado está dentro de lo que se esperaba ya que la teoría apuntaba a esta fuente como la dominante en aquellos enlaces en los cuales se realiza modulación directa del laser en el dispositivo transmisor, como sucede en ambos casos estudiados. Por otra parte, también se puede observar que hay ligeras diferencias entre los valores de EIN encontrados para cada solución a pesar de que los transmisores y receptores utilizados en ambas soluciones presentan características de ruido prácticamente iguales, todo apunta entonces que estas diferencias surgen de la dependencia que tienen los efectos del ruido con la ganancia del enlace intrínseco: una mayor ganancia en el enlace intrínseco se traducirá también en una mejor figura de ruido, por lo tanto, todos los criterios que se mencionaron en las secciones anterior con miras a mejorar esa ganancia también se pueden aplicar para mejorar la figura de ruido del enlace, además en las aplicaciones de modulación directa también se puede optar por utilizar equipos transmisores con diodo laser que tengan el menor valor de rin posible, ya que como se demostró con los valores obtenidos, esa es la fuente de ruido dominante en estos casos.

La Figura IV-14 presenta la gráfica de los resultados obtenidos al utilizar las ecuaciones III.18 y III.19 para determinar el valor de la figura de ruido del sistema en función del rango de ganancia del preamplificador integrado en los transmisores de

cada propuesta. La ganancia de los posamplificadores no tiene ninguna influencia sobre la figura de ruido del sistema como ya se explicó en la sección III.6.2.2.

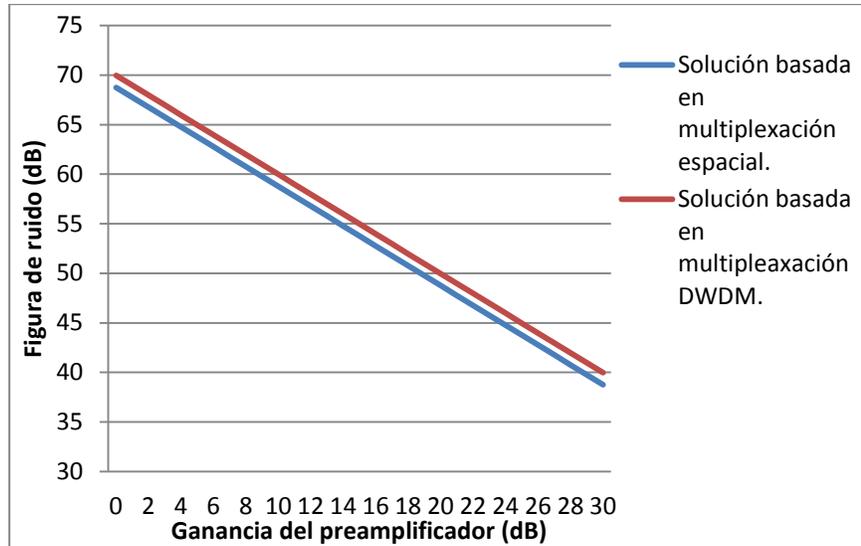


Figura IV-14 Gráfica del valor de la figura de ruido en función de la ganancia del preamplificador para ambas soluciones propuestas.
Fuente: Elaboración propia

Los valores presentados en la Figura IV-14 permiten afirmar que se satisfacen los requerimientos mínimos en cuanto a ruido que debían cumplir las soluciones para ser consideradas válidas. Al analizar el comportamiento de la figura de ruido del sistema mostrado en la misma gráfica y las ecuaciones presentadas en la sección III.6.2.2 también es posible darse cuenta que para mejorar la figura de ruido total del sistema es muy efectivo contar con pre-amplificadores de bajo ruido y alta ganancia, sin embargo, hay que sopesar el hecho de que bajo enfoque se estaría sacrificando rango dinámico libre de intermodulación (como también sucedía con la ganancia del sistema explicado en la sección anterior) por la razones que se harán más claras en la siguiente sección.

IV.2.3 Margen dinámico libre de espúreas.

El estudio de la distorsión producida en las soluciones planteadas en este trabajo especial de grado se realizó, como se explicó en las secciones III.6.1.3 y III.6.2.3, mediante el concepto de margen dinámico libre de espúreas calculado a partir del

parámetro “punto de intercepción” IP (*intercept point*), lo cual proporcionó una medida de distorsión complementaria .

Teniendo en cuenta que la aplicación en estudio emplea un ancho de banda menor a una octava, se determinó que solo era necesario considerar la distorsión de tercer orden ya que es la única que entra dentro de la banda de frecuencias de interés y se decidió seguir el mismo enfoque adoptado con las otras figuras de merito y estudiar, en primer lugar, la distorsión en el enlace intrínseco y luego expandir el estudio para incluir los efectos de los amplificadores.

En la sección III.6.1.3 se explicó que en el enlace intrínseco, el diodo laser era el elemento distorsionador dominante y que en vista de esto se optó por concentrar el interés en las características de distorsión de este elemento. En base a esta consideración y al uso de la ecuación III.16 fue posible determinar el SFDR para ambas soluciones propuestas y obtener los valores que se presentan en la Tabla IV-8.

Tabla IV-8 Resultados del cálculo del SFDR en el enlace intrínseco en función de los parámetros de los equipos seleccionados para cada solución.

Fuente: Elaboración propia

	Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM
IIP ₃ del laser.	37 dBm	30 dBm
Potencia de ruido a la salida del enlace intrínseco	-147,1 dBm/Hz	-162,9 dB/Hz
SFDR ₃ referido a la potencia de entrada al enlace intrínseco	122,7 dBHz ^{2/3}	128,6 BHz ^{2/3}

Los resultados presentados en la Tabla IV-8 muestran que el laser integrado en la transmisor óptico utilizado en la solución basada en multiplexación espacial presenta un mejor rendimiento en cuanto a la distorsión que el laser asociado a la solución basada en multiplexación DWDM ya que mientras mayor sea el valor del IIP₃, menor será la distorsión generada a un determinado nivel de potencia. Sin embargo, cuando se evalúa el rendimiento de las soluciones a través del valor SFDR₃, se puede observar que la solución basada en multiplexación espacial no es la mejor entre las dos opciones. Precisamente, por la posibilidad de llegar a conclusiones como esta fue que en este TEG se le dio un carácter secundario o complementario al parámetro IIP₃

pues desde el punto de vista del desarrollo de la solución es más pertinente evaluar la calidad en lo referente a la distorsión en función de las prestaciones generales del enlace y del sistema completo (como lo permite hacer el valor SFDR₃), la consideración individual de los elementos distorsionadores, que es lo que se hace con el parámetro IIP₃, resulta en algunos casos insuficiente.

Como ya mencionó en la sección III.6.1.3, el valor SFDR es una medida de la distorsión que, además, toma en cuenta la potencia de ruido a la salida del enlace o sistema (N_{out}). La ecuación III.16.b manifiesta la proporcionalidad entre la potencia de ruido a la salida y la ganancia del enlace intrínseco (la figura de ruido que es la otra variable en dicha ecuación es prácticamente igual para ambas soluciones como se presentó en la sección anterior) que explica la obtención de una menor potencia de ruido en el caso de la solución basada en DWDM, lo que al final significó que tuviera un mejor valor de SFDR que el presentado por la solución basada en multiplexación espacial que, como se vio en la sección IV.2.1, tiene una mayor ganancia en el enlace intrínseco.

Para determinar como los amplificadores modificaban el valor del SFDR obtenido en el enlace intrínseco se utilizó la ecuación III.20 mediante la cual pudo ser posible calcular el parámetro IIP₃ del conjunto de etapas que conforman cada sistema propuesto.

En la Figura IV-15 se presenta la gráfica del valor IIP_{3sist} en función de la ganancia del pre-amplificador utilizado en cada solución, los valores del resto de las variables de la ecuación III.20 utilizados para construir dicha gráfica se muestran en la Tabla IV-9.

Tabla IV-9 Parámetros utilizados para determinar el valor del IIP₃ del sistema en función de la ganancia del preamplificador.

Fuente: Elaboración propia

		Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM
PRE-AMP	OIP ₃	15 dBm	32,7 dBm
	Ganancia	Variable de 1 a 30 dB	Variable de 1 a 30 dB
ENLACE INTRINSECO	IIP ₃	37 dBm	30 dBm
	Ganancia	-41,8 dB	-58,5 dBm
POS-AMP	IIP ₃	10 dBm	0 dBm

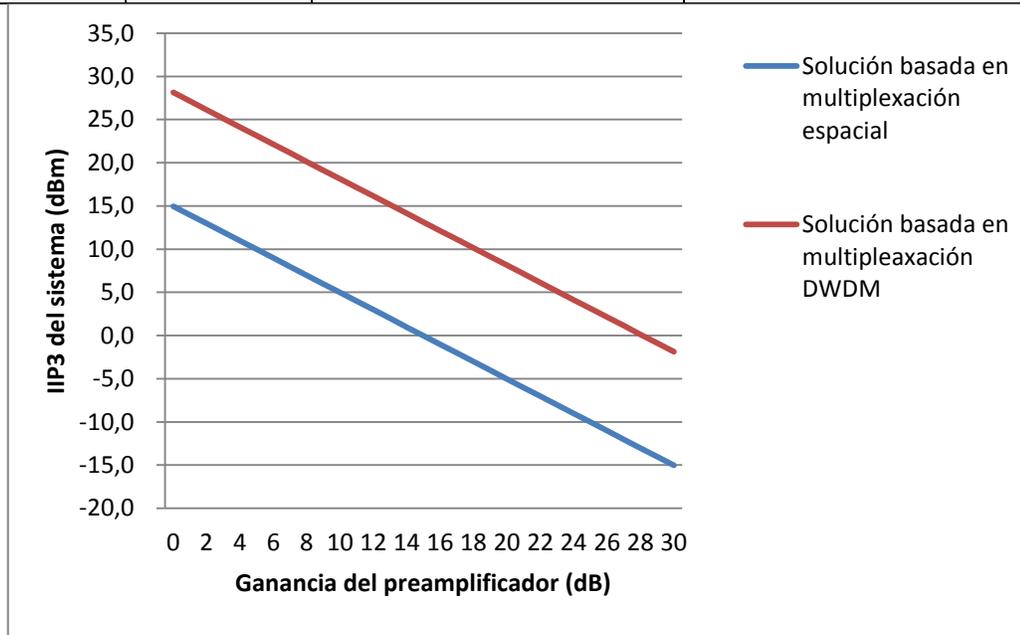


Figura IV-15 Gráfica del valor del parámetro IIP₃ del sistema en función de la ganancia del preamplificador para ambas soluciones propuestas.

Fuente: Elaboración propia

La ecuación III.20 permitía predecir que el uso de amplificadores no iba a servir para mejorar el IIP_{3sist} más allá del valor del IIP_{3link} y que por el contrario, lo que sí podía ocurrir era la reducción del valor IIP₃ en comparación al obtenido en el enlace intrínseco sino se lograba que el IIP_{3pre-amp} fuera mayor que el IIP_{3link} por al menos la ganancia del preamplificador. Ese objetivo no pudo ser alcanzado en ninguna de

las soluciones propuestas debido al bajo valor IIP_3 que tenían sus pre-amplificadores y en vista de esto no queda otra opción sino asumir que el uso de estos amplificadores va a alejar el valor IIP_3 del sistema de su valor máximo establecido en IIP_{3link} y que esta afectación va a ser cada vez más importante en la medida en la cual se opere el pre-amplificador con una mayor ganancia, como se puede observar en la figura. Este mismo planteamiento también explica el motivo por el cual en las gráficas de las Figura IV-16 y Figura IV-17, el valor $SFDR_{3sist}$ se ve afectado por la ganancia del preamplificador, hay que recordar que el IIP_{3sist} y el $SFDR_{3sist}$ están relacionados por la ecuación III.21

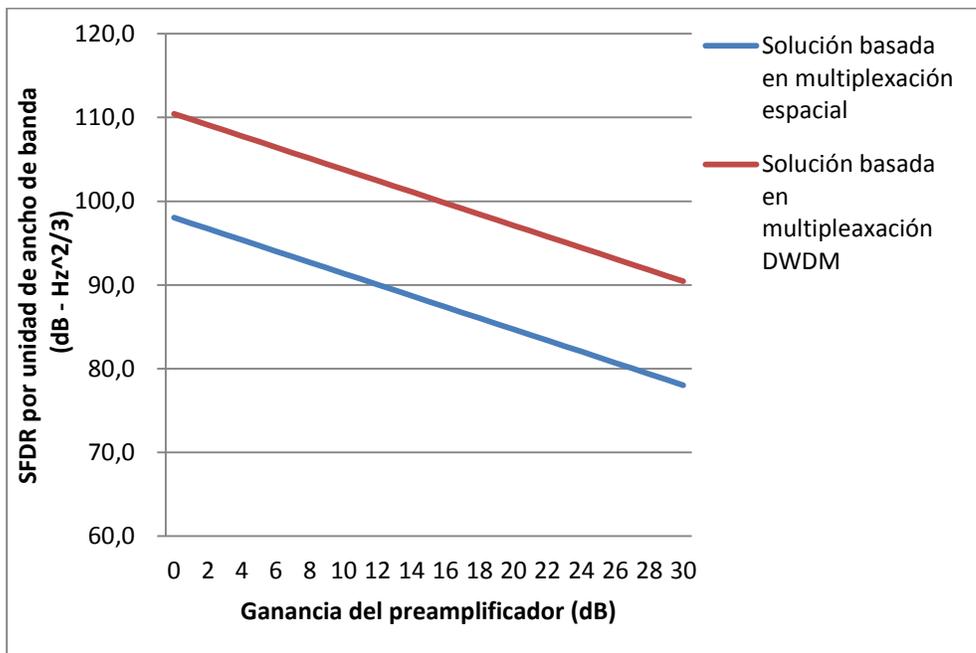


Figura IV-16 Gráfica del valor del $SFDR_3$ del sistema por unidad de ancho de banda en función de la ganancia del preamplificador para ambas soluciones propuestas.

Fuente: Elaboración propia

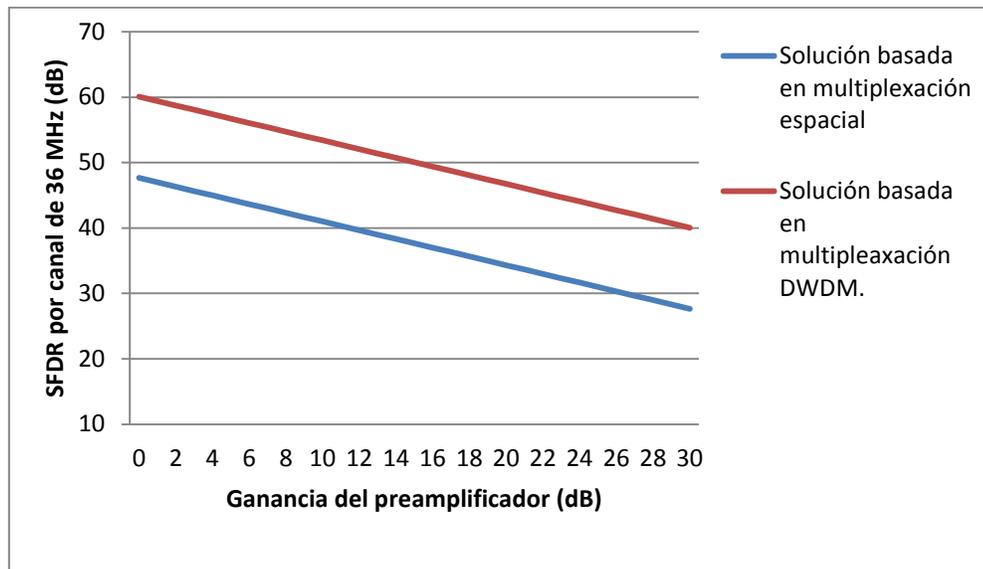


Figura IV-17 Gráfica del valor del SFDR₃ del sistema por canal de 36 MHz en función de la ganancia del preamplificador para ambas soluciones propuestas.
Fuente: Elaboración propia

IV.2.4 Relación portadora a ruido y portadora a interferencia

En la sección III.6.3 se explicó el procedimiento que permitió obtener los valores de las relaciones portadora a ruido y portadora a interferencia que se presentan en la Tabla IV-10 para la solución basada en multiplexación espacial y en la Tabla IV-11 para el caso de la solución basada en multiplexación DWDM.

Tabla IV-10 Relación portadora de canal a ruido y portadora de canal a interferencia a la salida del sistema de la solución basada en multiplexación espacial. ($AB_{canal} = 36 \text{ MHz}$, $G_{sist} = -1,4 \text{ dB}$, $N_{out} = -56,1 \text{ dBm}$, $IIP_{3sist} = -10 \text{ dBm}$).

Fuente: Elaboración Propia

Potencia de la señal RF a la entrada	-20 dBm	-30 dBm	-40 dBm
Potencia de la portadora de canal a la entrada	-30,79 dBm	-40,79 dBm	-50,79 dBm
C/N	23,89 dB	13,89 dB	3,89 dB
C/I	41,53 dB	61,53 dB	81,53 dB
$(C/I)_{multicanal}$	19,51 dB	39,51	59,51 dB

Tabla IV-11 Relación portadora de canal a ruido y portadora de canal a interferencia a la salida del sistema de la solución basada en multiplexación DWDM. ($AB_{canal} = 36 \text{ MHz}$, $G_{sist} = -5,7 \text{ dB}$, $N_{out} = -61,3 \text{ dBm}$, $IIP_{3sist} = 1,1 \text{ dBm}$).

Fuente: Elaboración propia

Potencia de la señal RF a la entrada	-20 dBm	-30 dBm	-40 dBm
Potencia de la portadora de canal a la entrada	-30,79 dBm	-40,79 dBm	-50,79 dBm
C/N	24,79 dB	14,79 dB	4,79 dB
C/I	63,84 dB	83,84 dB	103,84 dB
$(C/I)_{multicanal}$	41,82 dB	61,82 dB	81,82 dB

IV.2.5 Resultados de las simulaciones.

A continuación se presentan los resultados obtenidos luego de ejecutar el procedimiento descrito en la sección III.7 referente a la simulación del funcionamiento de ambas propuestas utilizando el software *OptiSystem*.

IV.2.5.1 Solución basada en multiplexación espacial.

Como se estableció en la sección III.7.1 a la salida del subsistema “LNB Out” se tiene una señal de -30 dBm en su banda útil de 500 MHz y que emula a una típica señal satelital DVB-S en banda L. Esto fue verificado gracias al uso del analizador de portadora eléctrica que se dispuso a la salida de dicho subsistema (observar Figura III.8) y cuyo resultado se muestra en la Figura IV-18, allí se observa además que la potencia de ruido de la señal a la salida del LNB -100 dBm, es decir que prácticamente el ruido en este punto es inexistente, lo que concuerda con el hecho de que en este estudio no se considera el ruido que adquiere la señal satelital durante el enlace de bajada con el fin de no contaminar los resultados de los parámetros que sirven para caracterizar el rendimiento de los sistemas estudiados.

Frequency (Hz)	Total Power (dBm)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)
1.25e+009	-29.971398	-29.971398	-100	70.028602

Figura IV-18 Resultado de la medición de la señal a la salida del subsistema “LNB Out” en un ancho de banda de 500 MHz con frecuencia central 1250 MHz utilizando el analizador de portadora eléctrica. (Simulación usando el software Optisystem)

Fuente: Elaboración propia

La señal originada a la salida del subsistema “LNB Out” se muestra en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia en las Figura IV-19 y Figura IV-20, respectivamente, luego de ser amplificada y de sumarle el nivel DC que permite ubicar la señal eléctrica en la zona de operación más eficiente de la curva potencia vs corriente del laser (revisar concepto de corriente de *biasing* o corriente de polarización). En las Figura IV-21 y Figura IV-22 se presenta la señal óptica a la salida del laser en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Al comparar las señales mostradas en la Figura IV-19 y la Figura IV-21 resulta evidente que las características de la señal RF han sido plasmadas en la potencia de la señal óptica generada por el laser a través del proceso de modulación directa de la intensidad. Este resultado es particularmente significativo ya que ratifica lo que se ha planteado como características fundamentales de los enlaces ópticos analógicos: el hecho de que la información está en las variaciones de la intensidad de la luz y el bajo índice de modulación que diferencia estos enlaces de aquellos enlaces ópticos típicos en los cuales el índice de modulación de la portadora óptica es muy alto porque lo que se transmite son pulsos de luz, es decir, esencialmente el laser se prende y se apaga dependiendo de la información a transmitir.

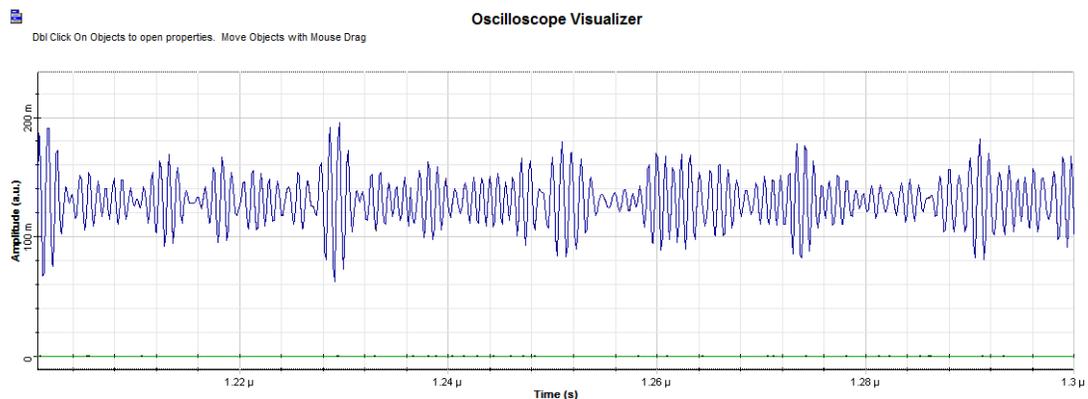


Figura IV-19 Señal eléctrica en el dominio del tiempo a la entrada del laser. (Simulación sol. mux. espacial)
Fuente: Elaboración propia

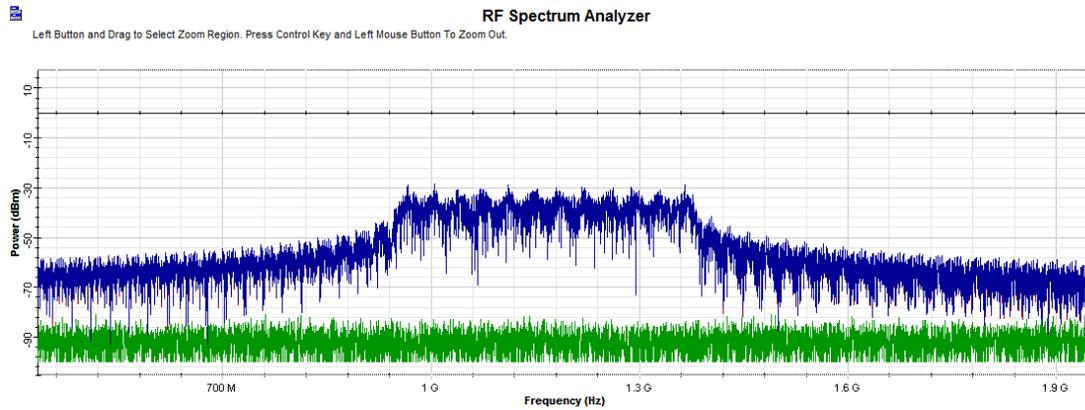


Figura IV-20 Señal eléctrica en el dominio de la frecuencia a la entrada del laser. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia
Optical Time Domain Visualizer

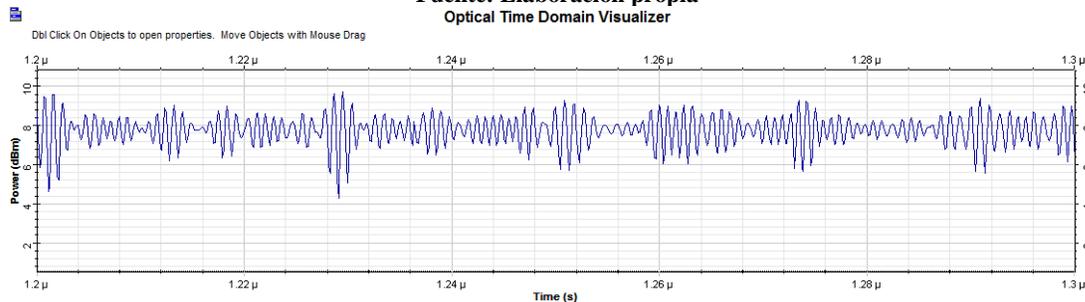


Figura IV-21 Señal óptica a la salida del laser en el dominio del tiempo. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia
Optical Spectrum Analyzer

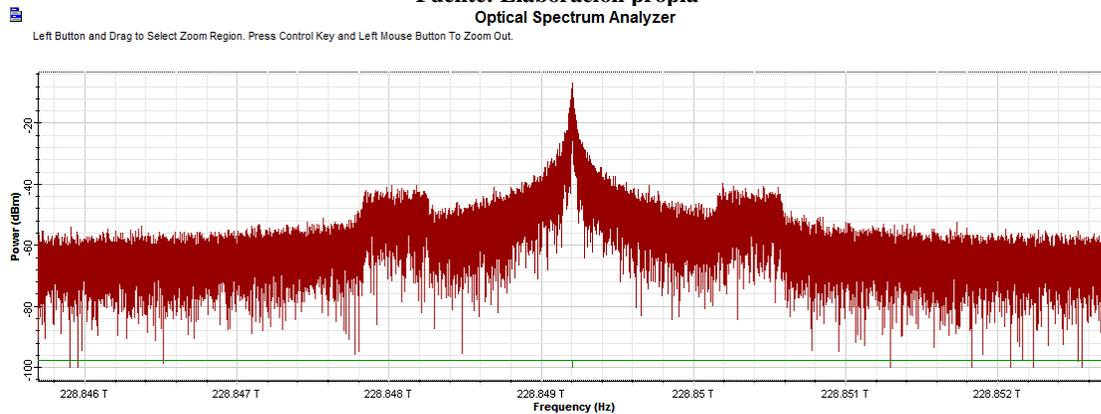


Figura IV-22 Señal óptica a la salida del laser en el dominio del frecuencia. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-23 y la Figura IV-24 se presenta la señal óptica justo a la entrada del fotoreceptor. Es importante destacar que el programa *Optisystem* permite tomar en cuenta en los cálculos las no linealidades producidas por la fibra, por lo que al observar que la señal óptica a la salida del laser es esencialmente igual a la que se tiene a la entrada del diodo PIN se concluye que fue correcto asumir que la fibra óptica no distorsiona la señal transmitida dado que tanto los niveles de potencia a la

entrada de la misma como su longitud no son lo suficientemente importantes como para potenciar efectos no lineales. Además se puede observar que se confirma que la atenuación de la luz debido a su propagación en la fibra es muy poca (apenas 0,04 dB) precisamente por la corta longitud del enlace de fibra que se tiene en esta aplicación.

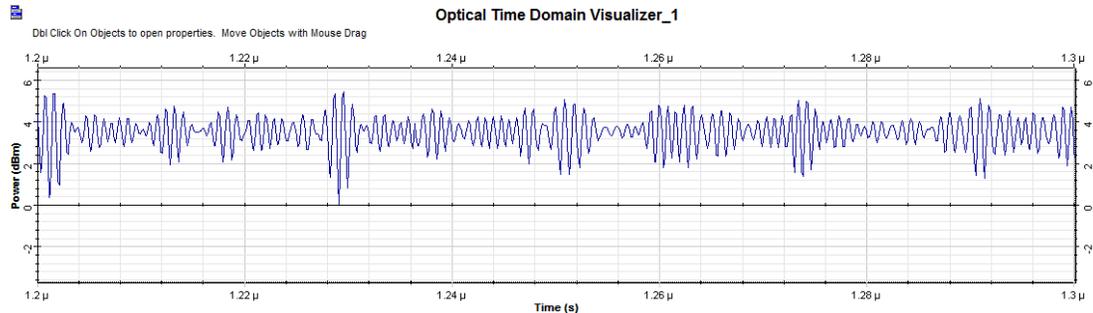


Figura IV-23 Señal óptica a la entrada del fotoreceptor en el dominio del tiempo. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia

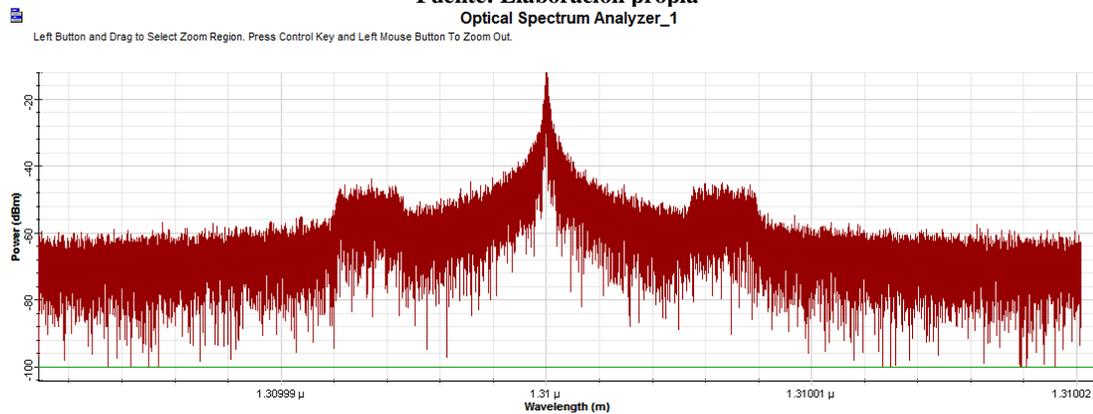


Figura IV-24 Señal óptica a la entrada del fotoreceptor en función de la longitud de onda. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-25 y Figura IV-26 se muestra la señal en tiempo y en frecuencia luego de ser ejecutados los procesos de transducción óptica-eléctrica y de considerar la atenuación producida por el circuito de acoplamiento de impedancia y el paso por el posamplificador electrónico.

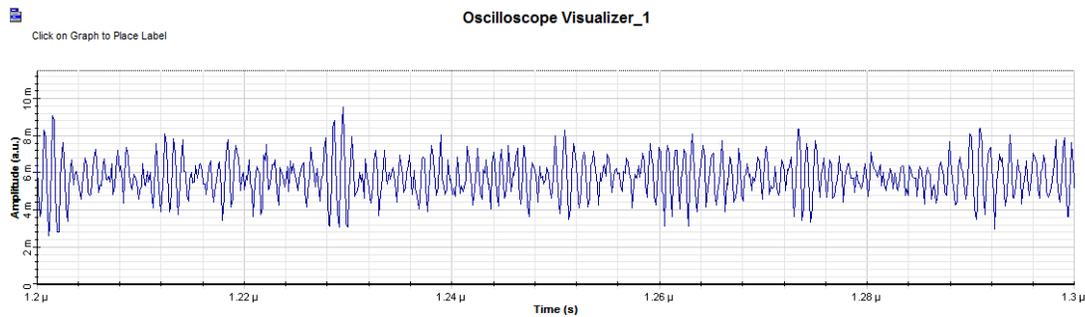


Figura IV-25 Señal eléctrica en el dominio del tiempo a la salida del sistema propuesto. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia

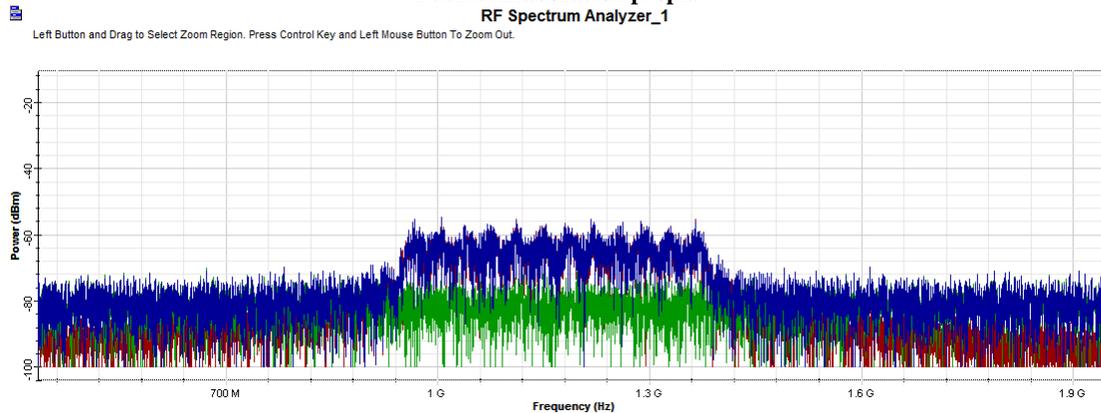


Figura IV-26 Señal eléctrica en el dominio de la frecuencia a la salida del sistema propuesto. En azul la señal, en verde el ruido. (Simulación sol. mux. espacial)

Fuente: Elaboración propia

El analizador de portadora eléctrica dual conectado al comienzo y al final del sistema permitió que el software calculara y presentara parámetros como la potencia de la señal, el ruido y la SNR a la entrada y a la salida del sistema, así como, la ganancia total y su figura de ruido. En la Figura IV-27 se presenta los resultados que este componente mostró para el caso de las portadora de canal satelital ubicadas a las frecuencias de 968 MHz y 1120 MHz considerando el ancho de banda de 36 MHz. Como se puede observar los resultados obtenidos concuerdan con lo que se obtuvieron a través del proceso de cálculo descrito en la sección III.6 y presentados en las secciones anteriores, certificando que el proceso de cálculo fue ejecutado de manera correcta y que como las consideraciones realizadas fueron acertadas.

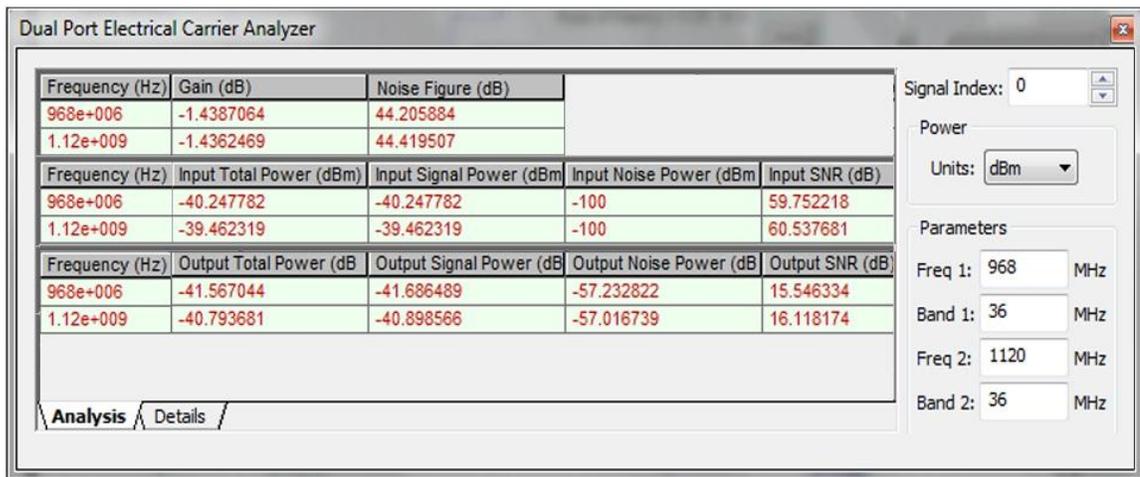


Figura IV-27 Resultados del analizador de portadora eléctrica de puerto dual conectado a la entrada y a la salida del sistema propuesto. (Simulación sol. mux. espacial)
Fuente: Elaboración propia

IV.2.5.2 Solución basada en multiplexación DWDM.

En el caso de la simulación de la solución basada en multiplexación DWDM se utilizaron, como se explicó en la sección III.7.2, 16 subsistemas “LNB Out” cuyas salidas (Figura IV-28 y Figura IV-29) son aplicadas a los amplificadores electrónicos y posteriormente al laser cuya portadora óptica está centrada en la frecuencia de uno de los canales DWDM definidos en la Tabla 5 del capítulo III. En la Figura IV-30 y la Figura IV-31 se pueden apreciar la señal óptica en el dominio del tiempo y de la frecuencia que se tiene a la salida del transmisor óptico que trabaja en el octavo canal DWDM definido en la tabla 5 del capítulo III. Como se puede observar esta señal tiene muchas similitudes con su contraparte en la solución basada en la multiplexación espacial, las diferencias están en la longitud de onda de la portadora óptica y la potencia que tiene la señal óptica, la cual es mayor en el caso DWDM porque el transmisor que se utiliza tiene una mayor eficiencia.

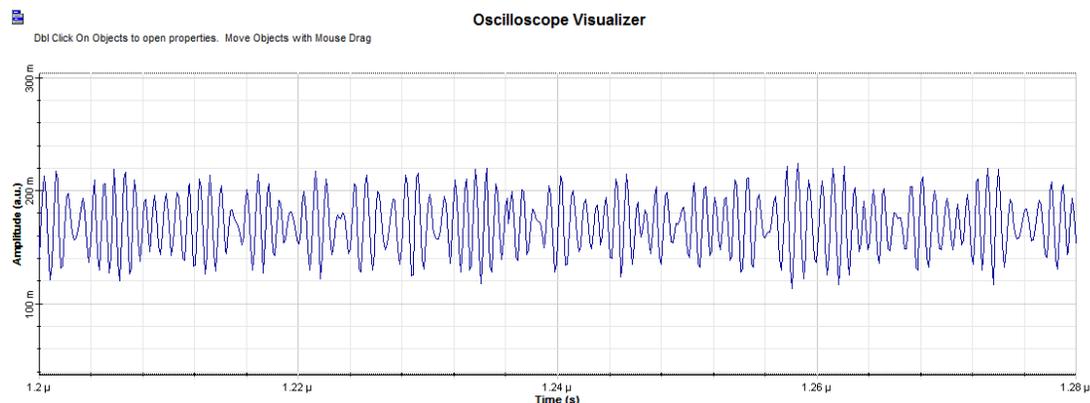


Figura IV-28 Señal eléctrica en el dominio del tiempo a la entrada del laser (Simulación sol. mux. DWDM).
Fuente: Elaboración propia

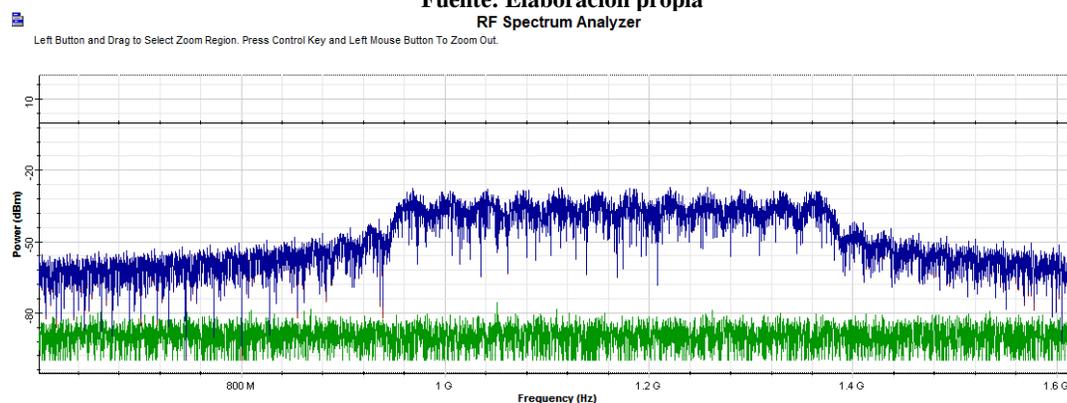


Figura IV-29 Señal eléctrica en el dominio de la frecuencia a la entrada del laser. En azul la señal, en verde el ruido (Simulación sol. mux. DWDM).

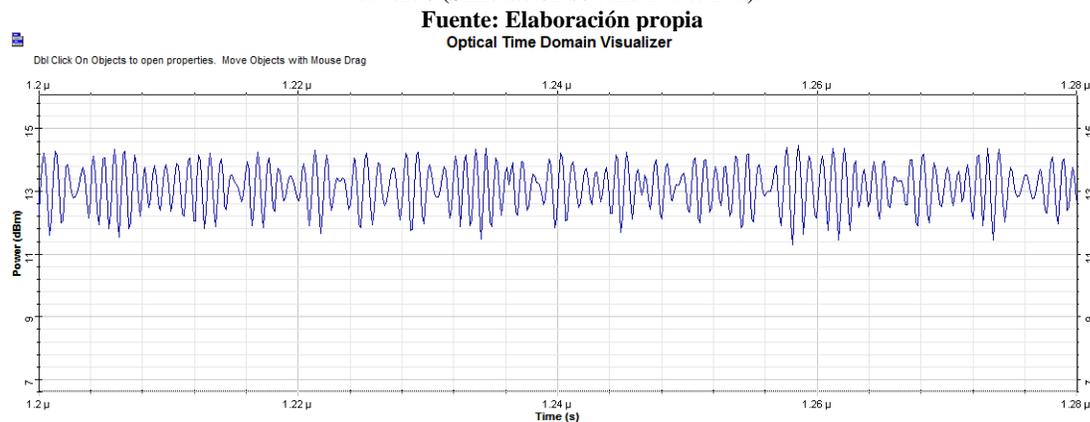


Figura IV-30 Señal óptica en el dominio del tiempo a la salida del laser (Simulación sol. mux. DWDM).
Fuente: Elaboración propia

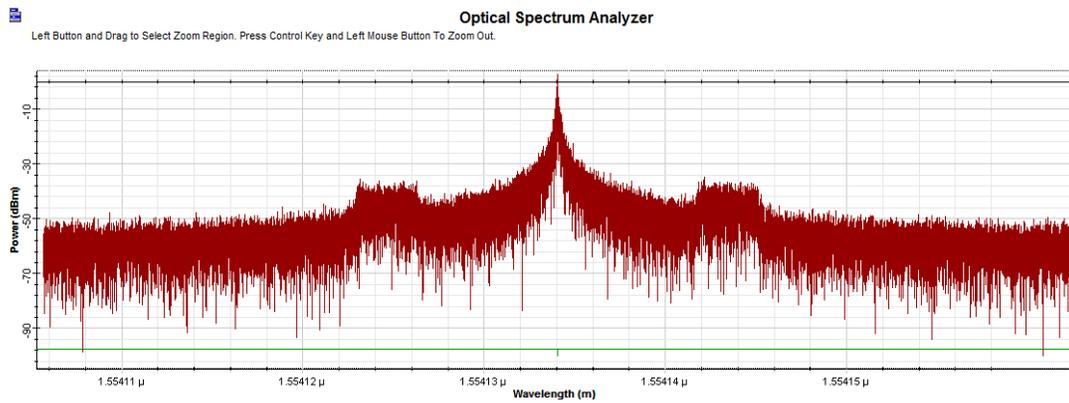


Figura IV-31 Señal óptica en el dominio en función de la longitud de onda a la salida del laser (Simulación sol. mux. DWDM).
Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-32 y la Figura IV-33 se pueden observar, en tiempo y en frecuencia, la señal óptica a la salida del multiplexor DWDM. Resulta interesante observar en el espectro óptico la presencia de las 16 señales ópticas multiplexadas y espaciadas lo suficiente como para no producir afectaciones importantes entre ellas.

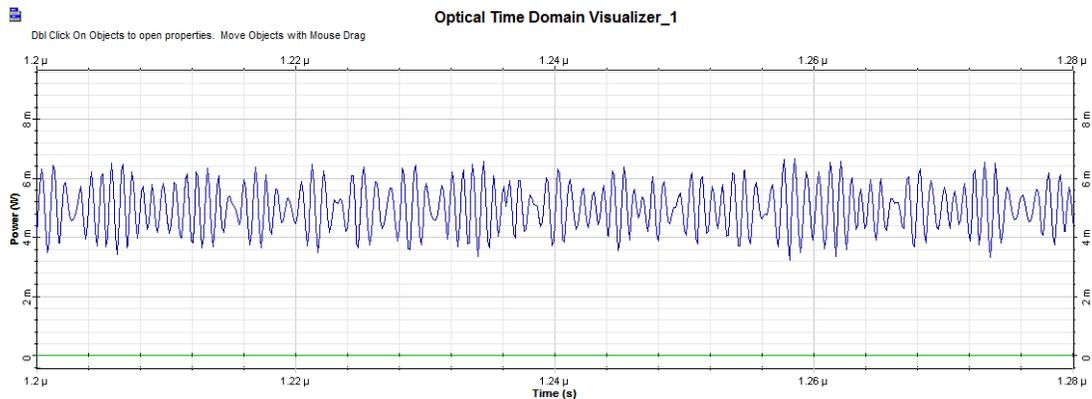


Figura IV-32 Señal óptica en el dominio del tiempo a la salida del Mux DWDM (Simulación sol. mux. DWDM).
Fuente: Elaboración propia

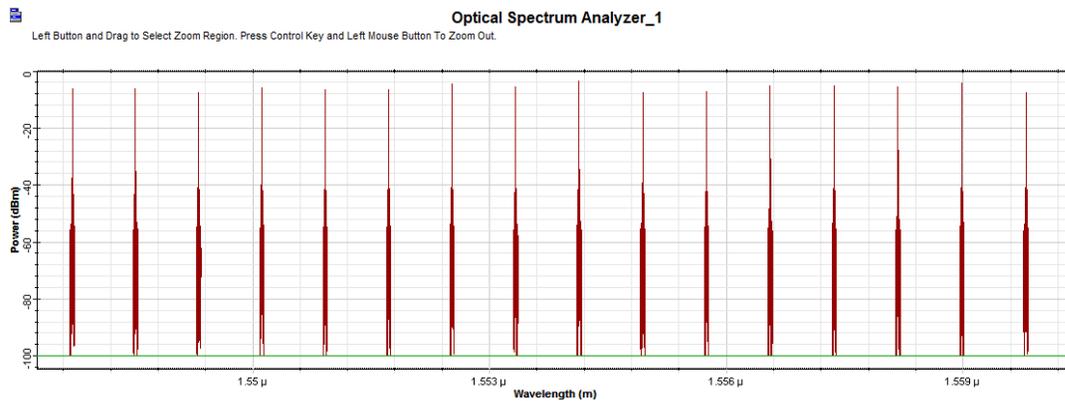


Figura IV-33 Señal óptica a la salida del Mux DWDM en función de la longitud de onda (Simulación sol. mux. DWDM).
Fuente: Elaboración propia

El analizador WDM dual provee información muy importante referente a la potencia óptica de la señal, la potencia de ruido, el valor de OSNR (*Optical SNR*, relación señal a ruido óptica), ganancia, figura de ruido, frecuencia y longitud de onda de cada canal WDM. La Figura IV-34 muestra los valores de estos parámetros para cada una de los canales WDM usados en esta aplicación, mientras que la Figura IV-35 muestra las estadísticas generadas por este mismo componente sobre el valor y la ubicación de los máximos y mínimos de los diversos parámetros que calcula. En esa última figura se puede observar que las estadísticas muestran que la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo es prácticamente cero, esto se debe al hecho de haber considerado que todas las señales a la salida de los LNB tenían la misma potencia y a la similitud en las características de los 16 laser usados en esta simulación (la única diferencia es la longitud de onda de la portadora utilizada), la conclusión que se deriva de esta observación es que el sistema trata a todos los canales DWDM por igual, es decir, que no importará el canal que se utilice para transportar una determinada señal RF siempre y cuando se respete la regla de no usar la misma longitud de onda central en portadoras ópticas que entran a un mismo multiplexor DWDM.

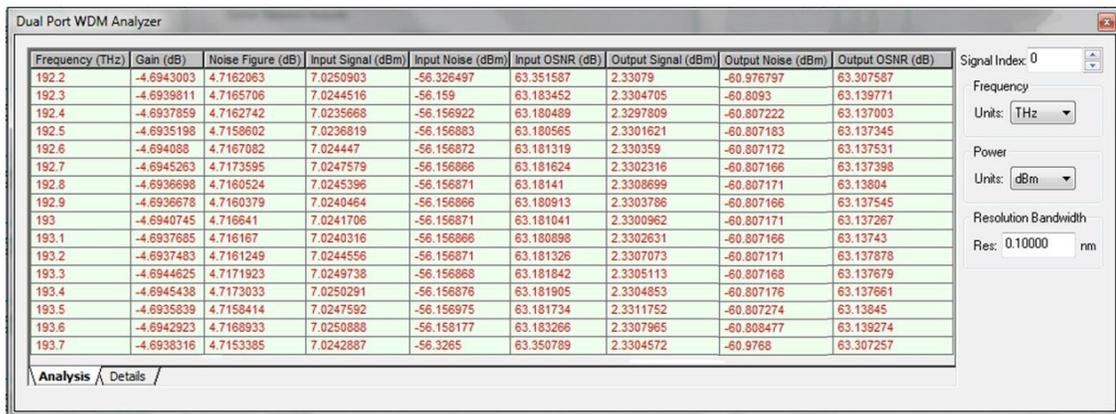


Figura IV-34 Resultados de las mediciones realizadas con el analizador WDM dual (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia



Figura IV-35 Estadísticas generadas por el analizador WDM dual (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-36 y la Figura IV-37 se muestran la señal óptica en tiempo y en frecuencia a la salida del octavo canal DWDM, si se compara esta señal con la que se tiene a la salida del laser se puede observar que la afectación de la señal óptica como consecuencia de su paso por el enlace de fibra óptica (incluyendo los otros componentes ópticos que están entre el transmisor y el receptor) se manifiesta prácticamente de manera exclusiva como un efecto de atenuación, por lo que, al igual que en caso de la solución basada multiplexación espacial, se verifica que fue correcto asumir que la fibra óptica no distorsiona la señal transmitida dada la corta longitud del enlace y al hecho de que la potencia óptica a la entrada de la fibra no está en el rango de valor alto. En la figura que muestra la señal en el dominio de la frecuencia se puede observar el efecto de los fitos que conforman el demultiplexor

DWDM; en este caso en particular, se muestra la salida del octavo canal en donde se aisa la portadora de interés 30 dB por encima de las otras, tal y como se expresa en las especificaciones técnicas del dispositivo demodulador seleccionado para esta solución y presentado en la sección III.5.2.2

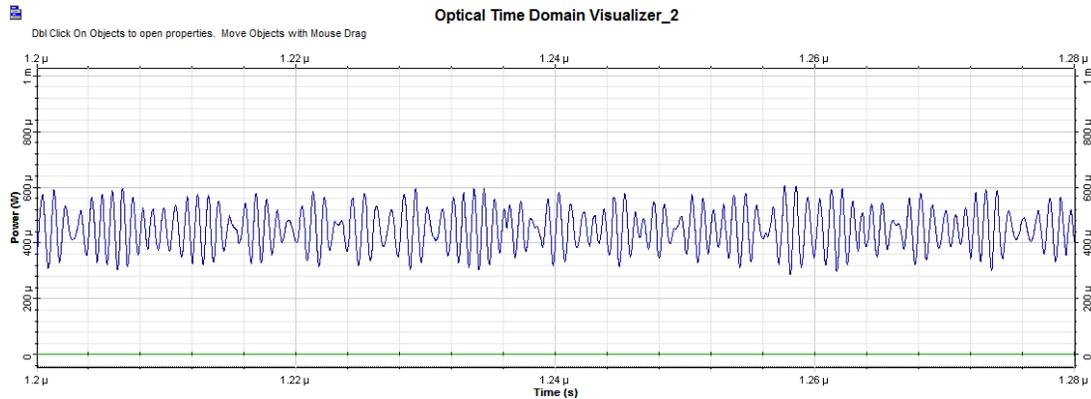


Figura IV-36 Señal óptica en el dominio del tiempo a la salida del 8vo canal del DeMux DWDM (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia

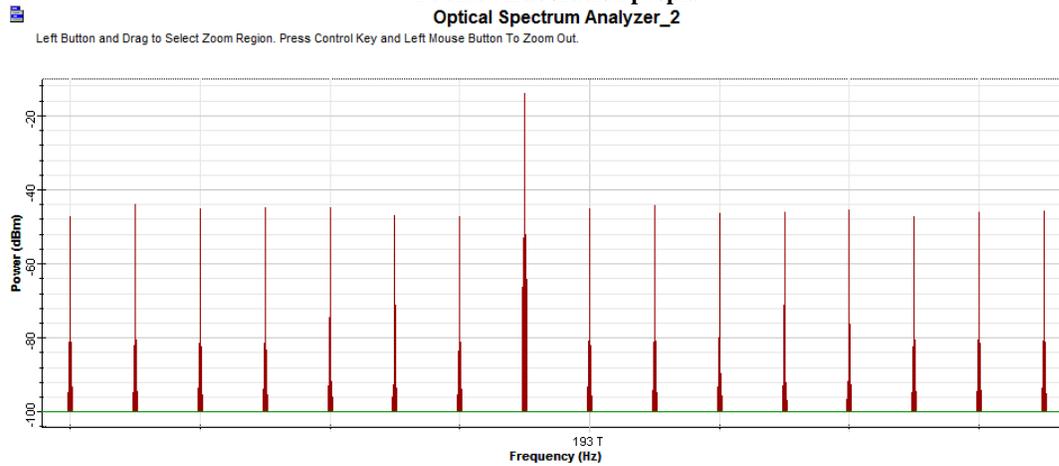


Figura IV-37 Señal óptica a la salida del 8vo canal del DeMux DWDM en el dominio de la frecuencia (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-38, la Figura IV-39 y la Figura IV-40 se muestran la señal en tiempo y en frecuencia luego de ser ejecutados los procesos de transducción óptica-eléctrica y de considerar la atenuación producida por el circuito de acoplamiento de impedancia y el paso por el posamplificador electrónico.

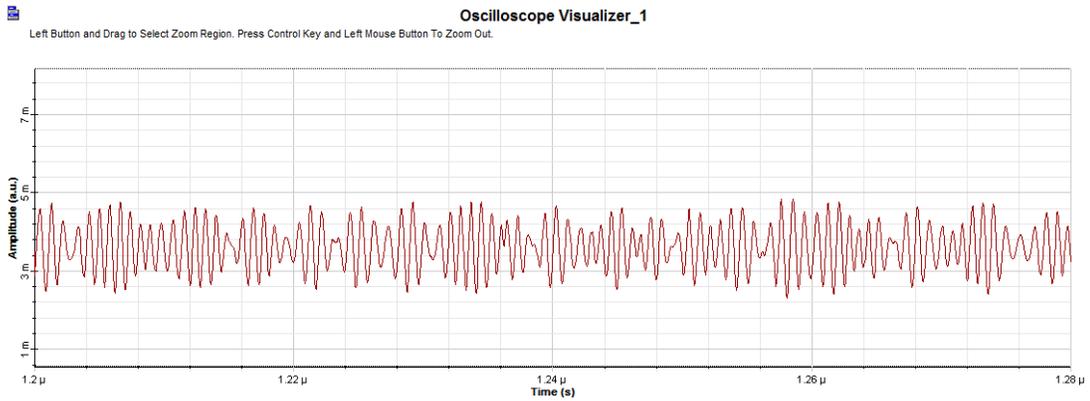


Figura IV-38 Señal eléctrica (sin ruido) en el dominio del tiempo a la salida del sistema propuesto. (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia
Oscilloscope Visualizer_1

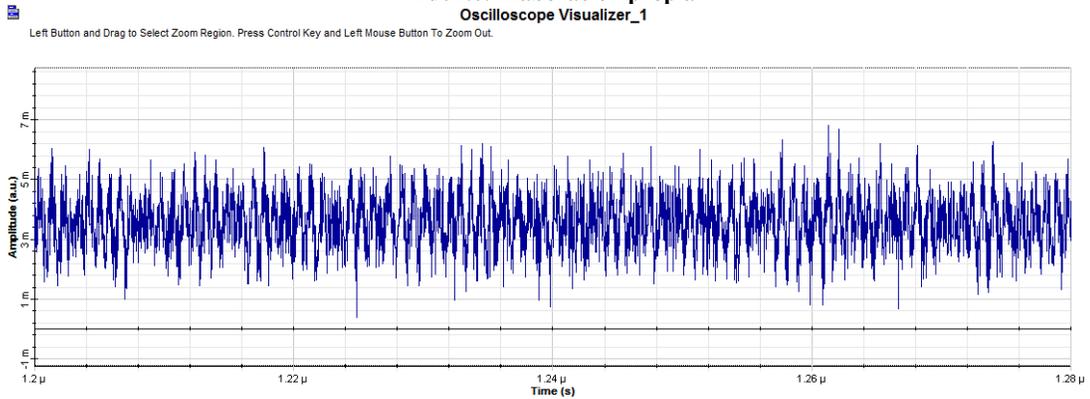


Figura IV-39 Señal eléctrica (en el dominio del tiempo a la salida del sistema propuesto. (Simulación sol. mux. DWDM).

Fuente: Elaboración propia
RF Spectrum Analyzer_1

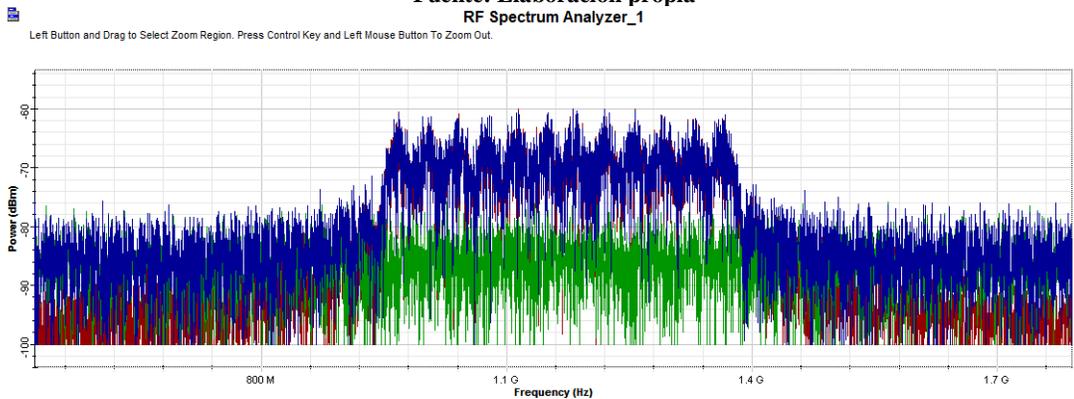


Figura IV-40 Señal eléctrica en el dominio de la frecuencia a la salida del sistema propuesto. En azul la señal, en verde el ruido. (Simulación sol. mux. DWDM)

Fuente: Elaboración propia

En la Figura IV-41 se presentan los resultados que el analizador de portadora eléctrica dual conectado al comienzo y al final del enlace que utiliza el octavo canal

DWDM mostró para el caso de las portadora de canal satelital ubicadas a las frecuencias de 968 MHz y 1120 MHz considerando el ancho de banda de 36 MHz. Como se puede observar los resultados obtenidos concuerdan con lo que se obtuvieron a través del proceso de cálculo descrito en la sección III.6 y presentados en las secciones anteriores, comprobando nuevamente que el proceso de cálculo fue ejecutado de manera correcta y que como las consideraciones realizadas fueron acertadas.

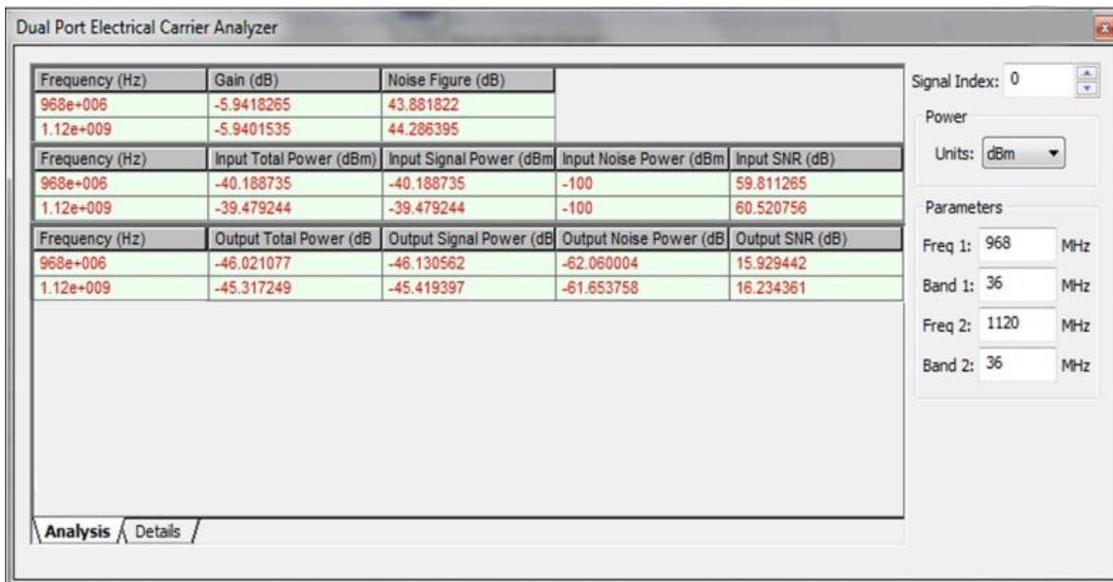


Figura IV-41 Resultados del analizador de portadora eléctrica de puerto dual conectado a la entrada y a la salida del sistema propuesto. (Simulación sol. mux. DWDM)
Fuente: Elaboración propia

IV.3 Comparación económica de las soluciones.

Como se describió en la sección III.8 se optó por el método de costo capitalizado basado en valor presente para realizar el análisis de ingeniería económica de las soluciones planteadas. En esa sección se estableció que las alternativas son mutuamente excluyentes y por ello se determinó el costo capitalizado para cada una de ellas a partir del costo de la inversión inicial (único flujo de efectivo considerado en ambas alternativas) el cual se muestra en la Tabla IV-12 para la solución basada en

multiplexación espacial y en la Tabla IV-13 para la basada en multiplexación DWDM.

Tabla IV-12 Costo de la inversión inicial de la solución basada en la multiplexación espacial.

Fuente: Elaboración propia con información de Corning, Emcore y ATCi

Solución basada en multiplexación espacial					
Fecha: Septiembre de 2012					
MARCA	PRODUCTO	Unidad	PRECIO UNITARIO	CANT.	TOTAL
ATCi	Gabinete de exteriores ATCi	C/U	\$3.375,00	2	\$6.750,00
Emcore	Chassis, Optiva, 3RU, 16 slots. (OT-CC-16)	C/U	\$988,00	9	\$8.892,00
Emcore	Fuente de poder para OT-CC-16 (12V, 200W, 110/220 VAC input)	C/U	\$814,00	18	\$14.652,00
Emcore	Tx óptico Optiva L-band, OTS-1LT	C/U	\$1.253,00	42	\$52.626,00
Emcore	Rx óptico Optiva L-band, OTS-1LR	C/U	\$993,00	84	\$83.412,00
Corning	Closet Connector Housing (CCH), 4 rack units.	C/U	\$222,66	3	\$667,98
Corning	Closet Connector Housing (CCH), 2 rack units	C/U	\$174,75	1	\$174,75
Corning	Eclipse 2U Splitter Housing con (10) Splitters 1x2	C/U	\$1.073,00	3	\$3.219,00
Corning	Eclipse 2U Splitter Housing with (12) Splitters 1x2	C/U	\$1.073,00	1	\$1.073,00
Corning	Panel para CCH (12 F, SC Duplex, monomodo, Angle Polish Connector)	C/U	\$64,85	16	\$1.037,60
Corning	CCH Splicing Cassette	C/U	\$47,00	5	\$235,00
Corning	Fanout Kit para interiores, 12 Fibras, piernas 25"	C/U	\$14,72	16	\$235,52
Corning	Conector UniCam Standard-Performance, SC APC, monomodo	C/U	\$16,00	192	\$3.072,00
Corning	FREEDM Loose Tube Gel-Free Cable, Riser, 96 F, monomodo	MTS	\$5,80	34	\$197,20
Corning	FREEDM Loose Tube Gel-Free Cable, Riser, 72 F, monomodo.	MTS	\$3,90	33	\$128,70
Corning	FREEDM Loose Tube Gel-Free Cable, Riser, 36 F, monomodo.	MTS	\$3,00	33	\$99,00
Corning	Cable Assembly, Cable: Single Fiber, flame rating: Riser, Diameter: 2.0mm, 1F, OS2, SC Simplex APC to SC Simplex APC, 2 M	C/U	\$12,85	180	\$2.313,00
				TOTAL	\$178.784,75

Tabla IV-13 Costo de la inversión inicial de la solución basada en la multiplexación DWDM.
Fuente: Elaboración propia con información de Corning, Emcore y ATCi

Solución basada en multiplexación DWDM					
Fecha: Septiembre de 2012					
MARCA	PRODUCTO	Unidad	PRECIO UNITARIO	CANT.	TOTAL
ATCi	Gabinete de exteriores ATCi	C/U	\$3.375,00	2	\$6.750,00
Emcore	Chassis, Optiva, 3RU, 16 slot. (OT-CC-16)	C/U	\$988,00	12	\$11.856,00
Emcore	Fuente de poder para OT-CC-16 (12V, 200W, 110/220 VAC input)	C/U	\$814,00	24	\$19.536,00
Emcore	Tx óptico Optiva L-band, OTS-1LD	C/U	\$2.500,00	42	\$105.000,00
Emcore	Rx óptico Optiva L-band, OTS-1LR	C/U	\$993,00	84	\$83.412,00
Emcore	Multiplexor/Demultiplexor DWDM, 16 canales,	C/U	\$5.823,00	9	\$52.407,00
Corning	Closet Connector Housing (CCH), 2 rack units.	C/U	\$174,75	2	\$349,50
Corning	Closet Connector Housing (CCH), 1 rack units	C/U	\$147,00	2	\$294,00
Corning	Divisor de potencia óptica 1x2. Tipo: Modulo para CCH	C/U	\$137,65	3	\$412,95
Corning	Panel para CCH (6 F, SC Duplex, monomodo, Angle Polish Connector)	C/U	\$41,10	8	\$328,80
Corning	Conector UniCam Standard-Performance, SC APC, monomodo	C/U	\$16,00	36	\$576,00
Corning	FREEDM® One Cable, Riser, tubo ajustado, 6 F, monomodo	MTS	\$2,10	100	\$210,00
Corning	Cable Assembly, Cable: Single Fiber, flame rating: Riser, Diameter: 2.0mm, 1F, OS2, SC Simplex APC to SC Simplex APC, 2 M	C/U	\$12,85	138	\$1.773,30
				TOTAL	\$ 282.905,55

El costo capitalizado de ambas alternativas se muestra en la Tabla IV-14. En ella se ponen de manifiesto las consideraciones realizadas en la sección III.8 en donde se estableció que el único costo no recurrente considerado era la inversión inicial (el cual ya está en su valor presente) y que no se consideraban cantidades recurrentes por las razones explicadas en aquella sección.

Ya que el costo capitalizado representa el valor presente total de financiamiento y mantenimiento dada una alternativa de vida infinita o indeterminada, la alternativa

con el menor costo capitalizado representa la más económica; en este caso es la solución basada en la multiplexación espacial.

Tabla IV-14 Resultado del análisis de costo capitalizado de las alternativas propuestas.

Fuente: Elaboración propia

	Solución basada en multiplexación espacial	Solución basada en multiplexación DWDM
Costo capitalizado de las cantidades no recurrentes	\$ -178.784,75	\$ -282.905,55
Costo capitalizado de las cantidades recurrentes	\$ 0,00	\$ 0,00
Costo Capitalizado Total:	\$ -178.784,75	\$ -282.905,55

Capítulo V Conclusiones y Recomendaciones

V.1 Conclusiones.

Las soluciones desarrolladas en este TEG demostraron ser alternativas válidas cuya implementación permitirá obtener mejoras substanciales en el transporte de señales dentro del subsistema de recepción satelital de cualquier estación de distribución de señales, o “cabecera de sistema de cable”, en comparación con las implementaciones tradicionales basadas en el despliegue en cable coaxial. Los resultados obtenidos apuntan a que los beneficios de estas alternativas ópticas se harán aún más evidentes en la medida en que la distancia entre las antenas y la ubicación de los receptores satelitales sea mayor, debido a la baja atenuación por unidad de longitud que ofrecen las soluciones en fibra óptica, a la ausencia básica de ruido en estos sistemas y a la inmunidad de los mismos con respecto a las interferencias electromagnéticas. Estas ventajas permiten afirmar que la ejecución de cualquiera de las alternativas propuestas en este trabajo hace posible contar con señales más “limpias” y con mayores niveles de potencia en el subsistema de recepción (como lo demostraron los valores de ganancia y de las relaciones portadora a ruido y portadora a interferencia obtenidos). Esto brinda un conjunto de ventajas asociadas con el hecho de poder contar con una señal de mayor calidad con miras a su posterior digitalización (en caso que se requiera) y procesamiento en el resto de los subsistemas de la plataforma. Igualmente, las soluciones ópticas son ventajosas cuando se requiere de una posible expansión teniendo en cuenta factores como el de requerir mucho menos espacio en los ductos que soportan el de cableado o que un mayor nivel de señal permitiría alimentar un mayor número de receptores satelitales e incluso ir más allá y pensar en tener un campo de antenas a centenas de metros del Centro de Transmisiones, idea inconcebible sobre un despliegue de cable coaxial, pero perfectamente viable a través de los sistemas estudiados.

En este trabajo se determinó que ambas propuestas tienen ventajas y desventajas que deben ser tomadas en cuenta al momento de elegir la alternativa más adecuada

considerando el enfoque que la empresa le quiera dar al proyecto. Se encontró que la solución basada en multiplexación DWDM tiene una ganancia de 16,3 dB menor que la solución basada en multiplexación espacial debido principalmente a las altas pérdidas ópticas por inserción de los dispositivos multiplexor y demultiplexor DWDM y al hecho de que cada dB de pérdida óptica representa una pérdida de 2 dB en la ganancia del sistema. Esta solución también resultó desfavorecida desde el punto de vista económico, al encontrarse que su costo de inversión inicial es más alto pero resulta una opción muy atractiva desde el punto de vista de facilidad de instalación y posibilidad de expansión al requerir menos conectores y menos hilos de fibra y no hacer necesario el uso de *fanout kit* ni de empalmes entre las salas.

En lo referente a la afectación por productos de intermodulación se encontró que la solución DWDM presentaba un mejor rendimiento debido fundamentalmente a las mejores prestaciones que en este sentido tiene el transmisor seleccionado para esta alternativa. La potencia del ruido es muy parecida en ambas propuestas y la razón de esto estriba en la similitud de sus valores de corriente promedio de fotodetección de la cual depende el ruido de intensidad relativa que, como se demostró, es la fuente de ruido dominante en este tipo de enlaces.

Por otra parte, se observó que el uso de los amplificadores electrónicos de bajo ruido a la entrada y a la salida de los sistemas propuestos permite mejorar sustancialmente los valores de ganancia y figura de ruido obtenidos al considerar sólo el enlace intrínseco. Sin embargo su implementación debe ser calculada y estudiada ya que se verificó que el aumento de la ganancia del preamplificador de bajo ruido es útil para obtener una figura de ruido total del sistema menor a la que se tiene en el enlace intrínseco pero a la vez ese mismo aumento de ganancia afecta negativamente el valor de IIP (definido como la potencia de entrada a la cual se genera un producto de intermodulación que iguala en magnitud a la señal en su frecuencia fundamental) del sistema, es decir, el aumento de la ganancia del preamplificador permite disminuir la figura de ruido pero aumenta el nivel de los productos de intermodulación. En cuanto al posamplificador, los resultados obtenidos

permiten concluir que su implementación es útil para incrementar la ganancia pero prácticamente no tiene influencia sobre la figura de ruido ni sobre la distorsión generada en estos sistemas ya que las pérdidas del enlace intrínseco diluyen sus efectos en este sentido.

V.2 Recomendaciones

Durante el desarrollo de los cálculos cuyos resultados llevaron a realizar las conclusiones planteadas, se observó que las figuras de mérito (ganancia, figura de ruido y SFDR) estudiadas están muy relacionadas entre sí y que es sumamente complicado encontrar pre y pos amplificadores electrónicos con la ganancia suficiente para permitir sobreponerse a la ineficiencia característica del proceso de transducción eléctrica-óptica y viceversa y, al mismo tiempo, presenten una baja figura de ruido y un alto valor IIP3 que permita disminuir la figura de ruido del enlace intrínseco y no aumentar sus niveles de distorsión. Para que todo el peso del mejoramiento del rendimiento de los sistemas propuestos (y de los enlaces ópticos analógicos en general) no recaiga principalmente en los amplificadores electrónicos, se considera necesario trabajar en el desarrollo de dispositivos y técnicas que permitan tener menores pérdidas y menos ruido en el denominado enlace intrínseco.

Por otra parte, con el fin de tomar en cuenta las características de ambas propuestas en el proceso de toma de decisiones, se recomienda llevar a cabo un análisis de atributos múltiples que le permita a la empresa seleccionar la alternativa que más se adapte a sus necesidades y a sus expectativas futuras. En particular, se recomienda llevar a cabo un estudio a través del método *Delphi* (que es un procedimiento progresivo para generar un consenso razonable de perspectivas y opiniones distintas) que permita definir la importancia o el peso de cada atributo estudiado (ganancia, figura de ruido, SFDR, costo de la inversión, facilidad de instalación y expansión) y luego asignarle una puntuación a cada alternativa para cada atributo empleando el modelo de atributos ponderados.

En este trabajo se pudo verificar que el programa *Optisystem* es una herramienta muy útil para la realización de cálculos y simulaciones de sistemas ópticos y sus interacciones con señales eléctricas y sistemas electrónicos y, por ello, se recomienda su uso a nivel académico con el fin de complementar el contenido de los cursos en el área de comunicaciones ópticas y a nivel de la empresa para el diseño y desarrollo de sistemas ópticos para el transporte de señales en el resto de las cadenas de procesamiento de la plataforma

Finalmente, se recomienda que con el fin de mejorar aún más el rendimiento del subsistema de recepción satelital se haga un estudio de interferencia en los campos de antenas con el fin de determinar la ubicación óptima para cada uno de los reflectores satelitales y evitar que sus lóbulos laterales y posteriores puedan interferir a la señales recibidas en las otras antenas.

Capítulo VI Bibliografía

1. **Nieto Freire, Raul.** *Sistemas de Transmisión por Fibra Óptica basados en Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.* Trabajo final de carrera Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones : Universidad Politécnica de Cataluña, 2010.

2. **Agrawal, Govind P.** *Fiber-Optic Communications Systems.* 3era. Rochester : John Wiley & Sons, Inc., 2002.

3. **Cox, Charles.** *Analog Optical Links.* New York, USA : Cambridge University Press, 2004.

4. **Bong Kim, Hong.** *Radio over Fiber based Network Architecture.* Tesis para obtener el título de Doctor en Ingeniería. Berlín : Universidad Técnica de Berlín, 2005.

5. **J, Bowers y J., Pipreck.** Analog modulation of semiconductor lasers. *RF Photonic technology in optical fiber links.* New York, USA : Cambridge University Press, 2002, págs. 57-76.

6. **Coldren, L. A. y Corzine, S. W.** *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits.* New York, USA : John Wiley & Sons, 2012.

7. *Techniques and performance of Intensity-Modulation Direct-Detection Analog Optical Links.* **Cox, C., y otros, y otros.** 8, 1997, IEEE Transactions Microwave theory and techniques, Vol. 45, págs. 1375-1384.

8. *Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design.* **Cox, C., y otros, y otros.** 2, 2006, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, págs. 906-922.

9. **Andrikogiannopoulos, Nikolaos.** *RF Phase Modulation of Optical Signals and Optical/Electrical Signal Processing.* Trabajo de Grado para la obtención del título:

Master of Science in Electrical Engineering and Computer Science. Boston : Massachusetts Institute of Technology, 2006.

10. *Optically coherent direct modulated fm analog link with phase noise canceling circuit.* **Taylor, R. y Forrest, S.** no. 4, 1999, Lightwave Technology, Vol. Volume: 17, págs. 556 –563.

11. **Serrano Orozco, Jaime M.** *Fibras ópticas y redes de comunicación.* Barcelona, España : Universidad Politécnica de Cataluña, 2002.

12. **Forestieri, Enrico y Secondini, Marco.** Solving the nonlinear Schrödinger equation. *Optical communication theory and techniques.* Boston : Springer Science, 2005, págs. 3-13.

13. **Pérez, Joaquín.** *Coexistencia e Integración de Comunicaciones Inalámbricas en Sistemas de Transmisión Ópticos. Tesis doctoral.* Valencia, España : Universidad Politecnica de Valencia, 2009.

14. *Efectos de la dispersión por modo de polarización (PMD) en la propagación de pulsos a través de fibras ópticas.* **Leiva, A L, Tarifeño, M y Olivares, R.** N° 3, 2007, Ingeniare. Revista chilena de ingeniería, Vol. vol 15, págs. pp. 336-343.

15. **Freeman, Roger.** *Fiber-Optics systems for telecommunications.* Estados Unidos : Wiley Interscience, 2002.

16. *Efectos de la modulación de fase cruzada sobre la propagación de ondas en fibra óptica.* **Cepeda, Y, y otros, y otros.** N° 3, 2005, Rev. Fac. Ing. - Univ. Tarapacá, Vol. vol. 13 , págs. pp. 67-74.

17. **Paschotta, Rüdiger.** *Field guide to Optical Fiber Technology.* Bellingham, Washington USA : Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, 2010.

18. **Chang, W y Cox, C.** Figures of merit and performance analysis of photonic microwave links. *RF Photonic technology in optical fiber links*. New York, USA : Cambridge University Press, 2002, págs. 1-35.

19. **Ramos, Francisco.** *Estudio de los efectos no lineales en dispositivos fotonicos y su aplicación en sistemas radio sobre fibra óptica. Tesis doctoral.* Valencia, España : Universidad Politécnica de Valencia, 2000.

20. *Gain and noise figure in analogue fiber-optic links.* **Cox, Charles.** 1992, Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. vol. 139, págs. 238–242.

21. **Cardona, Josep y Fernandez, Lorena.** *Estudio de técnicas de modulación para enlaces ópticos.* Trabajo final de carrera Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones. : Universidad Politécnica de Catalunya, 2009.

22. **Flores, Pedro Luis.** *Planificación, instalación, operación y mantenimiento de sistemas por fibra óptica.* Caracas, Venezuela : CEDITEL, 2008.