

SISTEMAS DE BANDA ANCHA SOBRE FIBRAS ÓPTICAS MULTIMODO EMPLEANDO FUENTES ESTRECHAS Y EXCITACIÓN MODAL CENTRAL

Ivana Gasulla Mestre

**EDITORIAL
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA**

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA
DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

**Sistemas de banda ancha sobre fibras
ópticas multimodo empleando fuentes
estrechas y excitación modal central**

TESIS DOCTORAL

Presentada por:

Ivana Gasulla Mestre
Ingeniera de Telecomunicación

Dirigida por:

José Capmany Francoy
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

Valencia, 2008



Esta editorial es miembro de la UNE, lo que garantiza la difusión y comercialización de sus publicaciones a nivel nacional e internacional.

© Ivana Gasulla Mestre, 2011

Primera edición, 2011

© de la presente edición:
Editorial Universitat Politècnica de València
www.editorial.upv.es

ISBN: 978-84-694-6206-5

Ref. editorial: 5500

Queda prohibida la reproducción, distribución, comercialización, transformación, y en general, cualquier otra forma de explotación, por cualquier procedimiento, de todo o parte de los contenidos de esta obra sin autorización expresa y por escrito de sus autores.

A mis padres y a Fco. Javier

*Tell me and I forget
Teach me and I remember
Involve me and I learn*

*Cuéntame y me olvidaré
Enséñame y me acordaré
Involúcrame y aprenderé*

Benjamin Franklin

Agradecimientos

Deseo expresar mi agradecimiento a mi director de tesis, José Capmany Francoy, por brindarme la oportunidad de incorporarme al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas del instituto ITEAM y desarrollar así mi tesis doctoral. Quisiera destacar sinceramente su valiosa labor de orientación, su inmejorable dedicación y disposición y sus innumerables aportaciones y consejos en la consecución de esta tesis doctoral.

Especial agradecimiento debo al apoyo prestado por Miguel Ángel Muriel Fernández y por mi director de tesis que valió la obtención del galardón *IEEE LEOS Graduate Student Fellowship* por la labor desempeñada en esta tesis doctoral.

A mis compañeros y amigos del Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas quiero agradecerles, en primer lugar, la colaboración prestada en diversos problemas que fueron surgiendo a lo largo de estos tres años de trabajo y, en segundo lugar, su contribución a crear un agradable entorno no sólo de trabajo sino especialmente de convivencia y compañerismo.

En este sentido, no puedo olvidar el apoyo y el cariño ofrecido por muchos amigos que de algún u otro modo me han ayudado a llegar hasta aquí.

Es innegable que yo nunca hubiera podido escribir esta tesis doctoral sin el amparo incondicional de mi familia. Por ello quiero darles las gracias a mi marido Francisco Javier y, especialmente, a mis padres Laura y Nicanor, por inculcar en mí los valores de esfuerzo y superación y por haber sido siempre mi verdadero apoyo. A mi hermano Javier por tanta ayuda prestada en mis años de estudio y, finalmente, a mi abuelo Ernesto por todo el interés que siempre ha mostrado hacia mi trayectoria investigadora.

A todos mi mayor reconocimiento y gratitud.

Resumen

El rápido crecimiento en la demanda de capacidad de transmisión en las redes incorporadas y de acceso al usuario ha promovido la tendencia actual a valerse de la infraestructura existente de fibra óptica multimodo (MMF) para transmitir a 10 Gb/s, tal y como establece el estándar 10 Gigabit Ethernet.

El principal objetivo de esta tesis doctoral consiste en la propuesta, análisis y validación experimental de técnicas que permitan capacidades de transmisión superiores a los 10 Gb/s a través de enlaces de MMF de corto y medio alcance. La MMF presenta un ancho de banda mucho menor que la fibra monomodo (SMF) como consecuencia de la dispersión en los retardos de propagación de los diversos modos guiados. En este contexto resulta indispensable disponer de modelos que ofrezcan una descripción precisa de la propagación a través de MMF y permitan estudiar diversas soluciones orientadas a limitar la dispersión intermodal. En esta tesis se ha desarrollado el primer modelo analítico basado en la propagación de campo eléctrico que permite evaluar la respuesta en banda base y radiofrecuencia de un enlace de MMF, considerando dispersión cromática de segundo y de tercer orden. Se han evaluado distintas fuentes de degradación como son la distorsión armónica y de intermodulación y el impacto del ruido modal. La búsqueda de soluciones capaces de aumentar la capacidad de transmisión nos ha llevado a establecer teórica y experimentalmente dos condiciones necesarias para la transmisión potencial de señales de banda ancha más allá del producto ancho de banda por distancia de la MMF: la implementación de esquemas de excitación selectiva central de modos y el empleo de fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha. La combinación de ambas soluciones con la aplicación de técnicas SCM y WDM ha resultado en la transmisión de señales de banda ancha, tanto radio sobre fibra como digitales en banda base, a través de enlaces de MMF de sílice de hasta 5 km de longitud. Cabe destacar que se ha logrado la transmisión libre de errores de 1 Tb/s·km, el valor más alto publicado hasta la fecha, a conocimiento del autor, en cuanto a enlaces de MMF concierne.

Resum

El ràpid creixement en la demanda de capacitat de transmissió en les xarxes incorporades i d'accés a l'usuari ha promogut la tendència actual a servir-se de l'existent infraestructura de fibra òptica multimode (MMF) per a la transmissió a 10 Gb/s, tal i com estableix l'estàndard 10 Gigabit Ethernet.

El principal objectiu d'esta tesi doctoral consisteix en la proposta, anàlisi i validació experimental de tècniques que permeten capacitats de transmissió superiors als 10 Gb/s a través de MMF d'allargada curta i mitjana. La MMF presenta una amplada de banda molt menor que la fibra monomode (SMF) a conseqüència de la dispersió en els retards de propagació dels diversos modes guiats. En este context, resulta indispensable disposar de models que oferisquen una descripció precisa de la propagació a través de MMF i permeten estudiar diverses solucions orientades a limitar la dispersió intermodal. En esta tesi s'ha desenvolupat el primer model analític basat en la propagació de camp elèctric que permet avaluar la resposta en banda base i en radiofreqüència d'un enllaç de MMF, considerant dispersió cromàtica de segon i tercer ordre. S'han avaluat diferents fonts de degradació com ara la distorsió harmònica i d'intermodulació i l'impacte del soroll modal. La recerca de solucions capaces d'augmentar la capacitat de transmissió ens ha portat a establir teòrica i experimentalment dos condicions necessàries per a la transmissió potencial de senyals de banda ampla més enllà del producte amplada de banda per distància de la MMF: la implementació d'esquemes d'excitació selectiva central de modes i l'ús de fonts òptiques amb una amplària de línia estreta. La combinació d'ambdues solucions en l'aplicació de tècniques SCM i WDM ha resultat en la transmissió de senyals de banda ampla, tant ràdio sobre fibra com digitals en banda base a través d'enllaços de MMF de sílice de fins 5 km de llargària. Cal destacar que s'ha aconseguit la transmissió lliure d'errors d'1 Tb/s-km, el valor més alt publicat fins l'actualitat, a coneixement de l'autor, pel que a enllaços de MMF concernix.

Abstract

The increasing transmission capacity demand in access and in-building networks has motivated the actual drive to utilize the existing multimode optical fibre (MMF) infrastructure for 10 Gb/s transmission following the 10 Gigabit Ethernet standard.

The main objective of this doctoral thesis work is the proposal, analysis and experimental validation of techniques allowing transmission capacities in excess of 10 Gb/s, through short and middle-reach MMF links. MMF presents a bandwidth much lower than singlemode fibres (SMF) due to the dispersion in the propagation delays of the guided modes. In this context, it is required the availability of accurate models to describe the signal propagation through MMFs and evaluate several solutions oriented to mitigate the intermodal dispersion. We developed the first analytical model relying on the propagation of electric field signals that allows evaluating the MMF link baseband and radiofrequency response, considering both second and third order dispersion. We have analyzed different sources of impairment as the harmonic and intermodulation distortion and the modal noise impact as well. The search of increasing transmission bandwidth solutions took us to establish theoretically and experimentally two essential conditions for the potential transmission of broadband signals in RF regions far from the typical MMF bandwidth per distance product: implementation of central selective mode launching schemes and the use of low-linewidth optical sources. By combining both solutions with the application of SCM and WDM techniques we reached broadband transmission, both radio over fibre and digital baseband transmission, through silica MMF link lengths up to 5 Km. It must be noted that it has been reached 1 Tb/s·km error-free MMF transmission, the highest value ever reported to the author's knowledge.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Evolución y estado actual de las redes de MMF	1
1.2. Características de la fibra óptica multimodo	4
1.2.1. Análisis de la MMF mediante óptica geométrica	6
1.2.2. Análisis modal de la propagación en MMF mediante la aproximación de guiado débil	8
1.3. Técnicas de transmisión sobre MMF	9
1.4. Objetivo y estructura de la tesis	11
1.5. Contribuciones originales de la tesis	13
2. Modelo de propagación en un enlace de fibra multimodo	15
2.1. Introducción al modelo de propagación desarrollado	15
2.2. Revisión del modelo de Saleh-Abdula	17
2.2.1. Transmisión a través de la fibra multimodo	17
2.2.2. Fuente óptica	18
2.2.3. Detector óptico	20
2.2.4. Fibra multimodo con acoplo de modos	22
2.3. Parámetros modales	26
2.3.1. Retardo modal	27
2.3.2. Atenuación modal	27
2.3.3. Pérdidas de acoplo debido a curvaturas aleatorias	28
2.4. Respuesta en frecuencia empleando acoplo de modos	29
2.4.1. Dispersión cromática de segundo y tercer orden no nulas	31
2.4.2. Dispersión cromática despreciable	36
2.4.3. Dispersión cromática de segundo orden	36

2.4.4.	Dispersión cromática de tercer orden	38
2.5.	Simulación de la respuesta en frecuencia lineal	41
2.5.1.	Dispersión cromática de segundo orden	41
2.5.2.	Dispersión cromática de tercer orden	51
2.6.	Conclusiones	54
3.	Degradación de la señal en un enlace de fibra multimodo	57
3.1.	Introducción al estudio de la degradación de la señal	57
3.2.	Estudio de la distorsión no lineal	58
3.2.1.	Introducción a la distorsión no lineal	58
3.2.2.	Modelo para la distorsión armónica e intermodulación	59
3.2.3.	Simulaciones y resultados	63
3.3.	Análisis del impacto del ruido modal	66
3.3.1.	Introducción al ruido modal	66
3.3.2.	Modelo para el análisis del speckle contrast	67
3.3.3.	Simulaciones y resultados	72
3.4.	Conclusiones	75
4.	Caracterización experimental de enlaces de MMF de banda ancha	77
4.1.	Introducción	77
4.2.	Influencia de la coherencia temporal de la fuente óptica	78
4.3.	Evaluación experimental de diversas condiciones de excitación modal	80
4.3.1.	Condiciones de excitación selectiva central	80
4.3.2.	Condiciones de excitación selectiva desplazada	80
4.3.3.	Caracterización y comparativa	82
4.4.	Respuesta frente a diversas ventanas de transmisión	86
4.5.	Conclusiones	88
5.	Estudio exp. de técnicas de tx. de b. ancha sobre enlaces de MMF	89
5.1.	Introducción y consideraciones previas	89
5.2.	Aplicación de técnicas SCM	91
5.2.1.	Introducción	91
5.2.2.	Montaje experimental	91
5.2.3.	Resultados	92
5.3.	Transmisión simultánea de banda base y radio sobre fibra	95
5.3.1.	Introducción	95
5.3.2.	Montaje experimental	96

5.3.3. Resultados	97
5.4. Aplicación de técnicas WDM	100
5.4.1. Introducción	100
5.4.2. Montaje experimental	102
5.4.3. Resultados	103
5.5. Conclusiones	105
6. Conclusiones y líneas abiertas	107
6.1. Conclusiones	107
6.2. Líneas de investigación abiertas	109
A. Publicaciones científicas del autor	111

Índice de figuras

1.1. Red incorporada de MMF integrando diferentes servicios	2
1.2. Servicios que coexisten en una Red Incorporada	2
1.3. Instalación mundial de fibra óptica en redes universitarias	5
1.4. Instalación mundial de fibra óptica en redes de edificios	5
1.5. Diferentes perfiles del índice de refracción	6
1.6. Tipos de MMF según el perfil del índice de refracción	7
1.7. Multiplexación SCM sobre un enlace de MMF	11
2.1. Esquema de un enlace de fibra óptica multimodo	17
2.2. Localización del punto (r,z) en la sección cruzada de la MMF	18
2.3. Dependencia del retardo de grupo con la frecuencia lejos del punto de dispersión cero	40
2.4. Dependencia del retardo de grupo con la frecuencia en el punto de dispersión cero	40
2.5. Efecto del acoplo intermodal (MC) y atenuación modal diferencial (DMA)	42
2.6. Influencia del exponente de índice gradual	42
2.7. Influencia de la coherencia temporal de la fuente óptica	44
2.8. Efecto supresión de portadora para distintos valores de chirp	45
2.9. Efecto supresión de portadora para distintas longitudes del enlace	46
2.10. Influencia del exponente de índice gradual α para $L = 10$ km	47
2.11. Influencia de la longitud de correlación D	48
2.12. Influencia de la longitud de onda de emisión de la fuente	49
2.13. Coeficientes de inyección C_{mm} para excitación modal central	49
2.14. Influencia de la excitación modal central	50
2.15. Coeficientes de inyección C_{mm} para excitación modal desplazada	50

2.16. Influencia de la excitación modal desplazada	51
2.17. Influencia del tiempo de coherencia de la fuente para dispersiones de 2 ^o y 3 ^{er} orden	52
2.18. Respuesta para diferentes distancias para dispersiones de 2 ^o y 3 ^{er} orden	53
2.19. Influencia del chirp de la fuente para dispersiones de 2 ^o y 3 ^{er} orden . .	54
3.1. Esquema del enlace para una señal moduladora compuesta por dos tonos	60
3.2. Potencia recibida para los tonos fundamentales, armónicos y productos de intermodulación	64
3.3. CSO relativo a los armónicos y productos de intermodulación	65
3.4. Influencia de m_o sobre el <i>speckle contrast</i> para $L = 100$ m, 1 km y 5 km	73
3.5. Influencia de α_c sobre el <i>speckle contrast</i> para $L = 100$ m, 1 km y 5 km	73
3.6. Influencia del ancho espectral de la fuente sobre el <i>speckle contrast</i> para $L = 5$ km	74
3.7. Diversas condiciones de excitación modal selectiva	74
3.8. <i>Speckle contrast</i> según diferentes condiciones de excitación modal . . .	75
4.1. Diagrama de bloques experimental para la caracterización del efecto de la coherencia temporal de la fuente óptica sobre la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF	79
4.2. Caracterización del efecto de la coherencia temporal de la fuente óptica sobre la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF de 5 km .	79
4.3. Representación esquemática de la inyección desplazada en una MMF .	81
4.4. Esquema de la condición de inyección desplazada empleada en el estándar 10GBASE-LRM	81
4.5. Diagrama de bloques experimental para la caracterización de diversas condiciones de excitación modal	83
4.6. Respuesta eléctrica para diversas condiciones de excitación modal. $L=500$ m	83
4.7. Respuesta eléctrica para diversas condiciones de inyección de luz. $L=5$ km	84
4.8. Divergencia del haz de luz gaussiano acoplado desde una SMF a una MMF	84
4.9. Respuesta eléctrica para inyección desplazada mediante microposicio- nador: desplazamientos radiales ρ	86
4.10. Respuesta eléctrica para 2 ^a y 3 ^a ventana de transmisión. $L=500$ m . . .	87
4.11. Respuesta eléctrica para 2 ^a y 3 ^a ventana de transmisión. $L=5$ km . . .	87
5.1. Diagrama de bloques del montaje experimental para la transmisión de señales QPSK	92
5.2. Diagramas I/Q de vectores polares medidos para ambos enlaces de MMF	93

5.3. Cálculo de la Magnitud del Vector de Error (EVM)	94
5.4. EVM medio medido según la frecuencia de subportadora para ambos enlaces de MMF	95
5.5. Diagrama de bloques del sistema experimental para transmisión si- multánea	96
5.6. Espectro eléctrico total recibido	97
5.7. Espectro eléctrico recibido para la banda superior de CATV	98
5.8. Diagramas de ojos medidos y factores de calidad Q para la transmisión digital a 2.5 Gb/s	99
5.9. Tasa de error de bit (BER) frente a la potencia óptica recibida para la transmisión digital a 2.5 Gb/s	100
5.10. Diagrama de bloques del sistema experimental para transmisión WDM	102
5.11. Diagrama de ojos y factor de calidad Q bajo detección multimodo . .	104
5.12. Diagramas de ojos y factores de calidad Q para cada canal WDM demultiplexado	104
5.13. Tasa de error de bit frente a potencia óptica recibida para cada canal WDM demultiplexado	105

Índice de tablas

1.1. Sistemas de comunicaciones inalámbricas en entornos de corto/medio alcance	3
1.2. Tipos de MMF según el estándar ISO	4
5.1. Potencia eléctrica ajustada para canal de radiofrecuencia	92

Capítulo 1

Introducción

1.1. Evolución y estado actual de las redes de MMF

Los sistemas radio sobre fibra (ROF, del acrónimo anglosajón *Radio Over Fibre*) están suscitando actualmente un gran interés investigador fundamentalmente en su aplicación a las redes de acceso. La creciente demanda de servicios de banda ancha en entornos residenciales y empresariales ha incentivado recientemente la investigación y el desarrollo de numerosas tecnologías tanto alámbricas como inalámbricas. En este contexto, un factor clave para la convergencia de los diferentes servicios de banda ancha en una red integrada y común a todos ellos es la tecnología de radio sobre fibra, donde se emplea la fibra óptica para transportar y distribuir señales de radiofrecuencia aprovechando sus características de transparencia y flexibilidad. En la figura 1.1 se ilustra un ejemplo de red incorporada en la que se enfatiza la necesidad de disponer de una red de MMF como medio de transporte común a los diversos servicios (tales como CATV, voz, audio, datos de alto velocidad, rápido acceso a internet, etc.) que coexisten en la denominada última milla. En la figura 1.2 se ilustra un diagrama donde se muestran las diferentes tasas de datos (en dirección al usuario) de los servicios presentes en este tipo de redes. La tabla 1.1 muestra una serie de sistemas de comunicaciones inalámbricos para entornos de corto/medio alcance, caracterizados según su área de aplicación en: redes inalámbricas de área personal (WPAN), cuyo rango no excede los 10 metros y cuya aplicabilidad está orientada al mercado de electrónica de consumo; redes de área local (WLAN) para distancias inferiores a 100 m donde se incluyen oficinas, entornos residenciales y los denominados *hot-spots* y, finalmente, redes de área metropolitana (WMAN).

La fibra óptica multimodo (MMF) ha sido ampliamente adoptada y empleada como medio de transmisión de señales de alta velocidad en redes incorporadas (que pueden ser clasificadas en redes universitarias, *In-Building Networks* y *In-House Networks*). Conforme la tasa de datos ha ido aumentando hacia valores que alcanzan el gigabit por segundo, la fibra multimodo ha ido desplazando al cobre, medio de transmisión tradicional para este tipo de redes de corto alcance, ofreciendo enlaces con

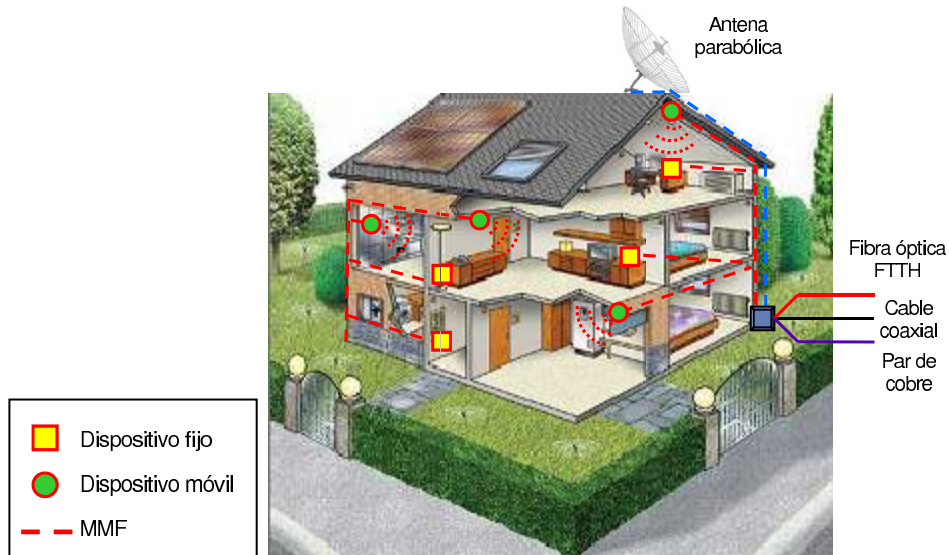


Figura 1.1: Red incorporada de MMF integrando diferentes servicios

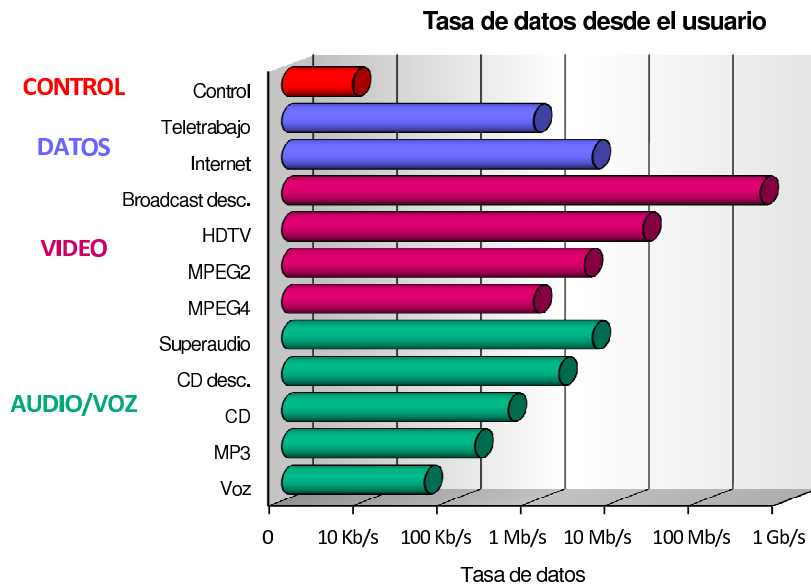


Figura 1.2: Servicios que coexisten en una Red Incorporada

capacidades de hasta 1 Gb/s a través de centenares de metros de distancia, interconexiones entre edificios así como unificación y escalabilidad en redes universitarias. En la actualidad, la fibra multimodo está suscitando un interés aún mayor como medio

Área de aplicación	Sistema	Estándar	Tasa de datos máxima
WPAN	ZigBee	IEEE 802.15.4	250 Kb/s
	Bluetooth	IEEE 802.15.1	3 Mb/s
	UWB	IEEE 802.15.3	2 Gb/s
WLAN	Wi-Fi	IEEE 802.11	54 Mb/s
WMAN	WiMax	IEEE 802.16	1 Gb/s

Tabla 1.1: Sistemas de comunicaciones inalámbricas en entornos de corto/medio alcance

de transmisión en redes de área local (LAN). Sin embargo, tal y como aumenta la demanda en ancho de banda de transmisión y el crecimiento en el número de servicios que requiere el usuario final, nos encontramos frente a un nuevo reto: la necesidad de escalabilidad de la red existente de MMF a velocidades de 10 Gbps según el estándar 10 Gigabit Ethernet (10GbE), [1].

La mayoría de la fibra multimodo instalada fue fabricada durante los años 80 y principios de los 90, cuando estaba concebida esencialmente para aplicaciones que precisaran de velocidades bajas, normalmente por debajo de los 200 Mb/s, empleando diodos de emisión de luz (LED) y diodos PIN de gran área de detección, operando principalmente en longitudes de onda óptica en torno a los 850 nm. Así pues, la transmisión óptica a gran velocidad quedó restringida a la tecnología de la fibra óptica monomodo (SMF), cuya capacidad fácilmente permitía la transmisión de 10 Gb/s en enlaces de varias decenas de kilómetros. Las telecomunicaciones a gran velocidad se concentraron principalmente en el mercado *backbone*, donde se necesitaban altas capacidades de transmisión para enlazar extensas y distantes áreas metropolitanas. Tan pronto como Internet empezó a crecer más rápidamente a nivel de red de área local, concretamente desde la llegada del Gigabit Ethernet (GbE) en 1997, surgió la necesidad de aumentar la capacidad de transmisión de la infraestructura de fibra óptica existente. Dicha infraestructura estaba estructurada con MMF y orientada pues únicamente al uso de las aplicaciones de baja velocidad previamente mencionadas, con lo que la necesidad de nuevas investigaciones orientadas a valerse de la actual fibra multimodo desplegada a 10 Gb/s se convirtió en uno de los objetivos más importantes de la industria de la transmisión de datos.

Uno de los principales inconvenientes a la hora de actualizar los enlaces a 10 Gb/s radica en la variedad de tipos de fibra multimodo desplegada. En la tabla 1.2 se refleja la variedad de MMF definida según el estándar ISO (*International Standards Organization*), documento 11801 [2], mostrando una de las principales propiedades de la MMF, su ancho de banda modal expresado en MHz·km, bien definido como OFL (*OverFilled Launch bandwidth*) o EMB (*Effective Modal Bandwidth*). En general, para un cierto ancho de banda modal, se considera una relación linealmente inversa entre la tasa de transmisión de datos y la máxima distancia alcanzable. Otras definiciones vienen dadas también por diversos organismos como TIA (*Telecommunications Industry Association*) e IEC (*International Electrotechnical Commission*).

La mayor parte de la fibra óptica instalada actualmente en Redes Incorporadas, aproximadamente entre un 85 % y un 90 %, consiste en fibra multimodo de sílice, tal y como se recomienda en el estándar ISO/IEC 802.11, [2]. Los tipos de fibra conocidos como OM1 o FDDI (*Fiber Distributed Data Interface*) fueron los primeros en conformar las redes en universidades y edificios. Estas fibras poseen un diámetro

Tipo	Ancho de banda	Diámetro de núcleo
OM1	200/500 MHz·km OFL BW	62.5 μm
OM2	500/500 MHz·km OFL BW	50 μm
OM3	2000 MHz·km EMB a 850 nm, optimizada para láser	50 μm

Tabla 1.2: Tipos de MMF según el estándar ISO

de núcleo de 62.5 μm y vienen caracterizadas por un ancho de banda modal típico de 160 a 200 MHz·km. Conforme fueron mejorando las técnicas de procesamiento del sílice, resultó más fácil fabricar los nuevos tipos de MMF con diámetros de núcleo de 50 μm y mayor ancho de banda modal. Sin embargo, estas últimas no reemplazaron inmediatamente la red instalada, sino que contribuyeron a la continua expansión de las Redes Incorporadas conforme la tecnología avanzaba. En consecuencia, en la actualidad nos encontramos con una red instalada compuesta por una mezcla de todos los tipos de MMF. Las fibras del tipo OM1 o FDDI representan todavía más de un 50 por ciento de las nuevas infraestructuras desplegadas y resultarán todavía más de un 40 por ciento de la red instalada según las predicciones para el año 2010, [3]. Esta situación pone de manifiesto la necesidad de buscar nuevas soluciones que permitan la transmisión a 10 Gb/s a través de la infraestructura existente. En las figuras 1.3 y 1.4 se muestra la evolución en la instalación de diferentes tipos de fibra óptica, conjuntamente en Europa y en Estados Unidos, desde 1990 hasta 2007 y su predicción hasta el año 2010 según ha sido publicado recientemente, [3].

1.2. Características de la fibra óptica multimodo

Como ya se ha apuntado anteriormente, la fibra óptica multimodo fue el primer tipo de fibra en fabricarse y comercializarse. El nombre de la MMF proviene del hecho de que transporta múltiples modos de forma simultánea como consecuencia de tener un diámetro de núcleo mucho mayor que la fibra monomodo. Los diámetros de núcleo y cubierta típicos de las fibras ópticas multimodo de sílice son 50/125 y 62.5/125 μm .

La fibra óptica multimodo presenta una serie de ventajas frente a la fibra óptica monomodo a la hora de su empleo como medio de transmisión en entornos de corto alcance, entre las que han de destacarse su mayor tolerancia frente a errores de alineamiento, que derivan en un proceso de fabricación, de conectorizado y de manipulado mucho más sencillo. El tamaño de su núcleo facilita el acoplamiento de luz desde un transmisor láser, evitando el uso de complejos sistemas de lentes. Además, la tolerancia contra desalineamientos laterales en conexiones entre fibras es mucho mejor que en fibras monomodo, con lo que no existe necesidad de recurrir a conectores de alta precisión ni a delicadas técnicas de montaje. Sin embargo, su empleo se ve reducido en la actualidad a la transmisión de baja velocidad (pocos Mb/s) y corta distancia (decenas o centenares de metros) debido al efecto limitador de la dispersión en los retardos de propagación de los diferentes modos transportados, que reduce considerablemente su ancho de banda de transmisión en comparación con el disponible a través de una fibra monomodo.

Una característica importante a tener en cuenta es el material que compone la MMF. Podemos hablar de fibras multimodo fabricadas a partir de sílice, de polímeros (POF, *Polymer Optical Fibers*) o de combinaciones de varios materiales, como el

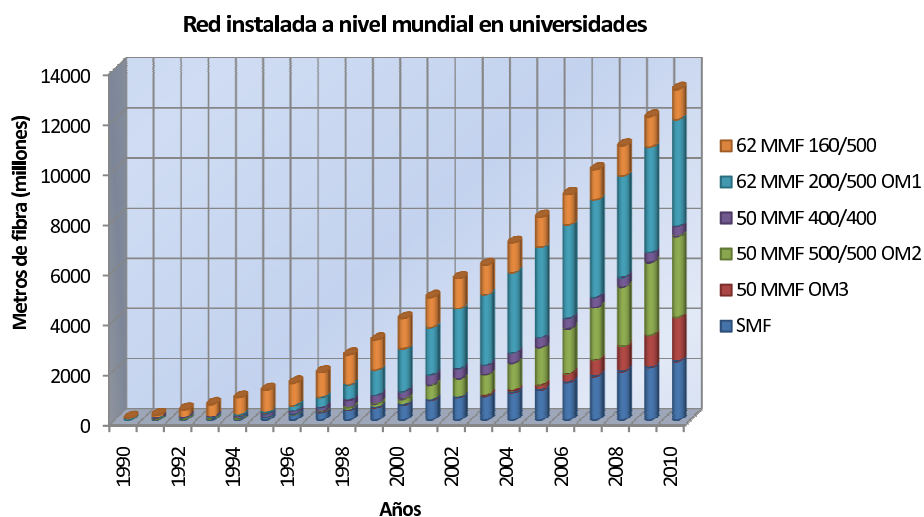


Figura 1.3: Instalación mundial de fibra óptica en redes universitarias

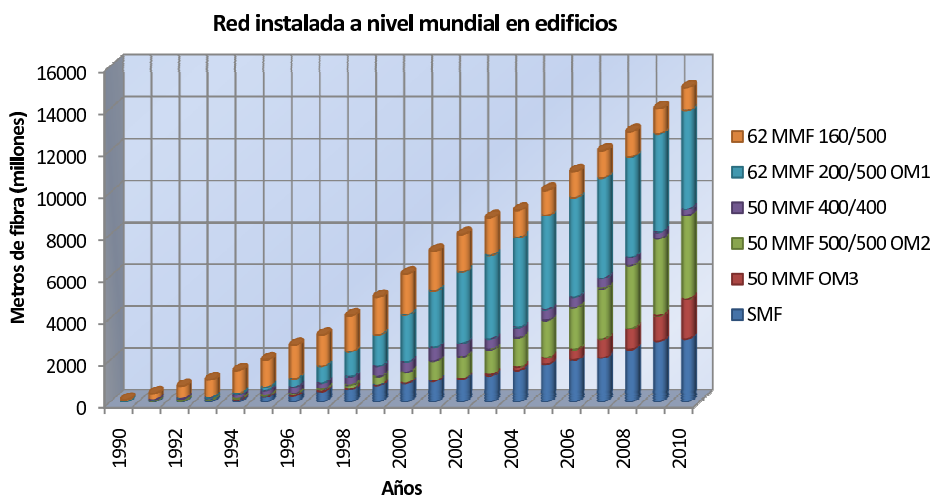


Figura 1.4: Instalación mundial de fibra óptica en redes de edificios

sílice y el plástico (PCS *Plastic-Clad Silica fibers*). Las fibras ópticas de polímero constituyen una solución de bajo coste para realizar conexiones ópticas en distancias cortas, como se da en el campo de la automoción y los sensores. Se caracterizan por poseer un ancho de banda reducido como consecuencia de su gran apertura numérica, (definida más adelante en la subsección 1.2.2, ecuación (1.3)), puesto que poseen diámetros de núcleo del orden de 1 mm. Sin embargo, en comparación con las MMF de sílice, ofrecen una mayor flexibilidad y ductilidad, que conllevan una

reducción considerable de los costes de instalación en redes de interiores de corto alcance como la que se muestra en la figura 1.1. El trabajo experimental de esta tesis tratará exclusivamente con fibras multimodo de sílice con un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$, especificadas según los estándares ISO/EIC 11801 y ITU-T G.651.

1.2.1. Análisis de la MMF mediante óptica geométrica

La fibra óptica es una guíaonda dieléctrica de geometría cilíndrica y, en consecuencia, el estudio de la propagación de las señales a través de ella puede realizarse de forma exacta a partir de la teoría electromagnética, mediante la que un modo guiado puede verse como una solución del problema de propagación de ondas electromagnéticas, [4–6]. Este análisis, que parte de las ecuaciones de Maxwell, aunque sea de naturaleza rigurosa no ofrece unos resultados de fácil interpretación física, por lo que, como primer paso, se suele abordar el estudio de la propagación de manera descriptiva mediante un método basado en la óptica geométrica de rayos. Este método supone una aproximación a la solución de las ecuaciones de Maxwell para el caso $\lambda \rightarrow 0$ [7], siendo λ la longitud de onda óptica, y presenta la particularidad de que la trayectoria descrita por la luz en su propagación a través de los diferentes medios viene descrita a través de rayos.

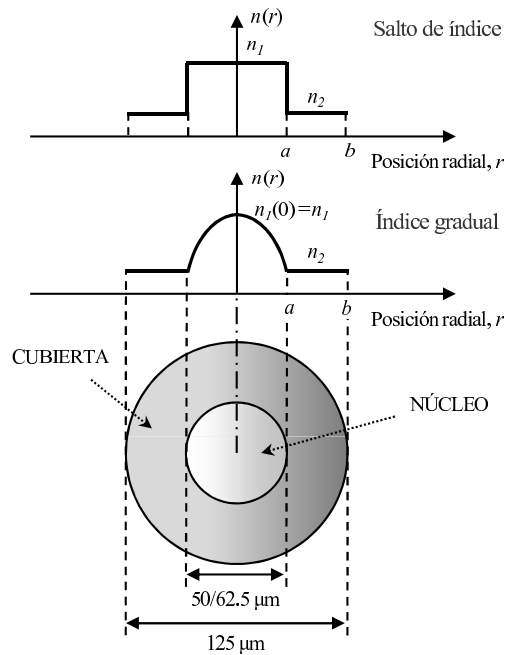


Figura 1.5: Diferentes perfiles del índice de refracción

Según la variación del índice de refracción del núcleo con la coordenada radial r podemos discernir dos tipos de fibra óptica multimodo: de salto de índice (SI) o de índice gradual (IG). Si el índice de refracción es constante con r , la fibra se denomina

de salto de índice, debido a que el índice de refracción al mantenerse constante en el núcleo (n_1) y en la cubierta (n_2) sufre una transición brusca en la interfase entre ambas regiones, $r = a$. Por el contrario, en el segundo caso el índice de refracción del núcleo varía suavemente y de forma decreciente con la coordenada radial, desde un valor máximo $n_1(0)$ en su eje ($r = 0$) a un valor $n_2 = n_1(a)$ en la interfase de separación entre núcleo y cubierta. Esto permite que en las MMF de índice gradual los rayos de luz viajen a distinta velocidad, de tal modo que aquellos que recorran mayor distancia se propaguen más rápido, reduciéndose la dispersión temporal a la salida de la fibra y aumentando pues el ancho de banda de transmisión. En la figura 1.5 se muestra la sección transversal y el perfil de índice para ambos tipos de fibra.

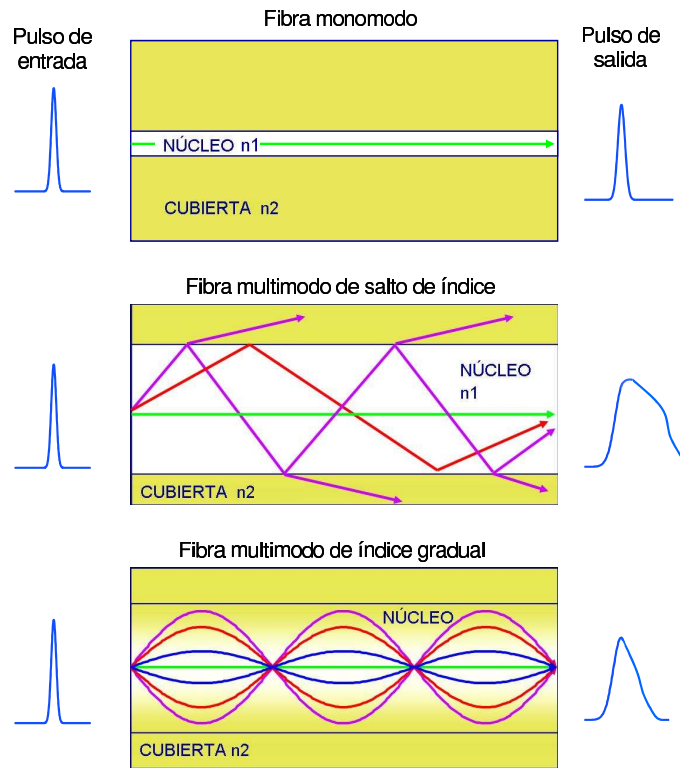


Figura 1.6: Tipos de MMF según el perfil del índice de refracción

El perfil de índice de refracción gradual $n(r, \lambda)$ de una MMF suele darse por la expresión de la ley α , [8]

$$n(r, \lambda) = \begin{cases} n_1(\lambda) [1 - 2\Delta(\lambda) \cdot (r/a)^\alpha]^{1/2}, & 0 \leq r \leq a \\ n_2(\lambda) [1 - 2\Delta(\lambda)]^{1/2}, & a \leq r \leq b \end{cases} \quad (1.1)$$

donde $n_1(\lambda) = n(0, \lambda)$ es el índice de refracción en el centro del núcleo, a es el radio del núcleo, b es el radio de la cubierta, α es el exponente del índice de refracción y

$\Delta(\lambda)$ es la diferencia relativa entre los índices del centro del núcleo y de la cubierta definida como

$$\Delta(\lambda) = \frac{n_1^2(\lambda) - n_2^2(\lambda)}{2n_1^2(\lambda)}. \quad (1.2)$$

Para fibras de salto de índice se cumple que $\alpha \rightarrow \infty$, mientras que el resto de casos corresponden a una fibra de índice gradual. Para $\alpha = 2$, nos encontramos ante un caso de especial interés, el perfil de índice de refracción parabólico, valor muy cercano al perfil óptimo donde se logra minimizar el retardo modal diferencial. Según la teoría de la óptica geométrica, en una MMF de salto de índice cualquier rayo guiado no paralelo al eje longitudinal de la fibra será reflejado en la interfase núcleo-cubierta; dicho rayo se propagará a través de la fibra al ser confinado en su núcleo por las sucesivas reflexiones totales que experimenta cada vez que llega a la superficie de separación con la cubierta. En una MMF de índice gradual la propagación se realiza de forma helicoidal [6], las trayectorias de los rayos guiados ya no son líneas rectas sino que vienen dadas al resolver la denominada ecuación de rayos paraxiales, [7]. En la figura 1.6 se observa el guiado de rayos en una SMF, en una MMF de salto de índice y en una MMF de índice gradual parabólico, así como el ensanchamiento que experimenta un pulso propagado en cada caso.

1.2.2. Análisis modal de la propagación en MMF mediante la aproximación de guiado débil

Para realizar el análisis modal de la propagación a través de MMF debería recurrirse como se ha mencionado anteriormente a la teoría electromagnética; sin embargo la resolución de las ecuaciones de Maxwell para una guíaonda dieléctrica cilíndrica es bastante compleja. La expresión formal de los campos electromagnéticos que constituyen la solución es también muy compleja dado que para ciertos modos guiados las seis componentes de campo son no nulas. Podemos emplear, sin embargo, una aproximación bastante precisa, denominada aproximación de guiado débil, que se basa en el hecho de que, en la práctica, el índice de refracción en el núcleo es ligeramente superior al de la cubierta, es decir que la diferencia relativa entre índices cumple que $\Delta \ll 1$. Bajo este supuesto, se obtienen como soluciones al problema electromagnético modos donde cuatro de sus seis componentes son despreciables, de modo que sus dos componentes significativas, una de campo eléctrico y otra de campo magnético, se encuentran en el plano transversal a la dirección de propagación. Las soluciones así obtenidas se conocen como modos Linealmente Polarizados o modos LP, que referenciamos como LP_{lm} . En general, cada modo LP_{lm} comprende cuatro soluciones degeneradas posibles, dos debidas a que existen dos polarizaciones ortogonales posibles (vertical y horizontal) y dos a cada variación acimutal posible. El subíndice m representa físicamente el número de ceros que presenta el campo modal dentro del núcleo en su variación radial; mientras que el subíndice l representa la variación acimutal de campo, viniendo dado por el número de ceros que el patrón modal presenta en el núcleo al dar una vuelta completa en acimut (360 grados).

El número de modos que se propagan a través de una MMF depende de su apertura numérica (AN) o cono de aceptación de rayos de luz a la entrada, definido por

$$AN(r, \lambda) = \sqrt{n_1^2(r, \lambda) - n_2^2(\lambda)}. \quad (1.3)$$

La apertura numérica es un parámetro de gran importancia a la hora de caracterizar una fibra óptica y está relacionada con la cantidad de potencia luminosa que puede inyectarse a una fibra desde una fuente óptica exterior. Para una MMF de índice gradual observamos que la AN, y en consecuencia el número de modos propagados, depende del radio del núcleo a . Cabe destacar que al aumentar la AN de una fibra óptica se reduce el ancho de banda que ésta puede transportar debido al fenómeno de dispersión intermodal. El valor de $AN(0, \lambda)$ se denomina comúnmente el valor de NA central de una MMF de IG.

Uno de los parámetros que caracteriza muchas de las propiedades de la fibra óptica es la frecuencia normalizada V , [4, 6]. Este parámetro adimensional sólo depende de los parámetros tecnológicos de la fibra y de la frecuencia óptica de trabajo y viene definido como

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} AN(0, \lambda). \quad (1.4)$$

Un modo guiado puede propagarse o no a través de una fibra en función del valor de su frecuencia normalizada V . Por ejemplo, para una fibra de SI, si se verifica la condición $V \leq 2.405$, sólo se propagaría el modo fundamental y hablaríamos de SMF. En general, esta condición se conoce como frecuencia normalizada de corte del modo y establece el valor de la frecuencia o longitud de onda que es necesario para que un determinado modo pase de estar al corte a propagarse. Físicamente, cuanto más cerca está un modo de su condición de corte mayor parte de su energía se propaga por la cubierta de la fibra.

Aplicando el método WKB, desarrollado por Wentzel-Kramers-Brillouin en Mecánica Cuántica, podemos aproximar el número de modos que transporta una MMF de índice gradual que obedezca la ley α como, [6]

$$N(\lambda) = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \left(\frac{\pi a}{\lambda}\right)^2 AN(0, \lambda)^2 = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \frac{V^2}{2}. \quad (1.5)$$

La ecuación (1.5) incluye el caso de MMF de SI cuando se cumple que $\alpha \rightarrow \infty$. Obsérvese que, en general, una MMF de IG propaga un número inferior de modos guiados que una MMF de SI de parámetros geométricos e índices de refracción similares.

Un análisis más amplio de la propagación a través de la fibra óptica multimodo será presentado en el capítulo 2 donde se desarrollará un modelo completo de propagación de campo eléctrico basado en la teoría de acoplo de modos.

1.3. Técnicas de transmisión sobre MMF

Tal y como ha sido comentado anteriormente, una gran parte del cableado de fibra óptica instalado en el interior de edificios (aproximadamente entre un 85 y un 90

%) es de tipo multimodo y, por tanto, existe un gran interés en el desarrollo de técnicas que permitan soslayar la limitación en ancho de banda provocada por el fenómeno de dispersión intermodal y extender, en consecuencia, la capacidad de transmisión de la fibra multimodo para entornos de corto alcance. De hecho varios grupos de investigación han propuesto muy recientemente una serie de técnicas destinadas a este fin. Entre ellas cabe destacar:

- La multiplexación por diversidad de grupos de modos, [9–13], mediante la cual se consiguen diversos canales de comunicación paralelos por medio de la excitación selectiva de subconjuntos de modos.
- El empleo de técnicas de codificación multinivel, [14].
- La multiplicación de frecuencia óptica (*Optical Frequency Multiplication*, OFM), [15], basada en la generación de armónicos de radiofrecuencia mediante la conversión de modulación en frecuencia a modulación en intensidad (FM-IM) a través de un filtro óptico paso banda periódico. Esta técnica está orientada principalmente al transporte de señales de microondas en sistemas de alimentación de estaciones base inalámbricas.
- La multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (*SubCarrier Multiplexing*, SCM), [9, 16–19], es una de las técnicas más empleadas en sistemas de Radio Sobre Fibra (ROF). En este caso la intensidad óptica procedente del diodo láser es modulada por una señal radio multiplexada en frecuencia, de manera que se transmitan varios canales radio multiplexados sobre una misma fibra óptica.
- La multiplexación por división de longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM), [20], técnica mediante la que se crean varios canales empleando una longitud de onda óptica diferente para cada uno de ellos. Asimismo, se están desarrollando combinaciones de SCM y WDM sobre fibra multimodo, [21].
- La aplicación de técnicas de múltiple entrada/múltiple salida (*Multiple Input Multiple Output*, MIMO), [22], ya desarrolladas para comunicaciones móviles y que recientemente ha venido suscitando un cierto interés en el campo de la fibra óptica multimodo.

Además, debe hacerse especial hincapié en que algunas de las técnicas descritas ofrecen la posibilidad de transmisiones de corto alcance en aplicaciones de radio sobre fibra, tales como transmisión en entornos de interiores de señales de milimétricas, [9–12, 23], así como sistemas de acceso inalámbrico [24]. De entre las anteriores cabe destacar por su potencial capacidad la técnica de multiplexado por subportadora (SCM) y por división de longitud de onda (WDM), que precisamente van a ser objeto de estudio en el capítulo 5 de esta tesis.

La técnica SCM aprovecha el hecho de que la propagación de los modos a través una MMF resulta en una función de transferencia equivalente a la de un filtro transversal de microondas periódico. La primera resonancia de dicho filtro se encuentra en la región de banda base y suele tener una banda pasante muy reducida. A ello hay que añadir el hecho de que, al emplear una fuente óptica de espectro ancho (LED), hecho común en la mayoría de las redes de MMF instaladas, el espectro

periódico del filtro transversal se ve afectado a su vez por una envolvente paso-bajo. El resultado es la conocida limitación para la transmisión digital en banda base ya suficientemente documentada en la literatura. Sin embargo, la capacidad puede aumentarse, primero, sustituyendo el LED por un láser de semiconductor que conste de una anchura de línea en ausencia de modulación reducida y, segundo, empleando las bandas pasantes de la función de transferencia de la fibra multimodo que se encuentran en el espectro de radiofrecuencia empleando para ello la multiplexación en radiofrecuencia.

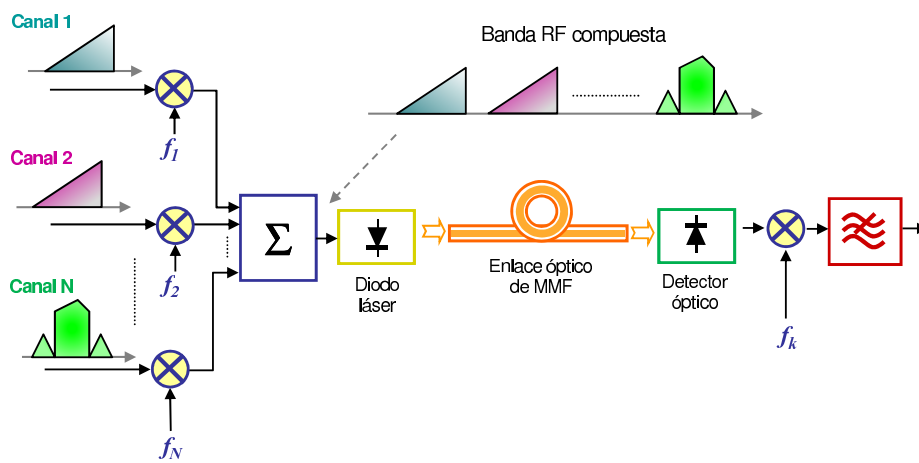


Figura 1.7: Multiplexación SCM sobre un enlace de MMF

1.4. Objetivo y estructura de la tesis

El trabajo de investigación presentado en esta tesis ha sido desarrollado en el Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas, perteneciente al Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM) de la Universidad Politécnica de Valencia. Las actividades de esta tesis se centran en la propuesta, análisis mediante la simulación y validación experimental de técnicas para la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha en el rango de microondas y de ondas milimétricas sobre enlaces de fibra óptica multimodo, empleando fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha y excitación modal central. La consecución del objetivo general conlleva una serie de objetivos de investigación específicos que siguen una progresión lógica desde el planteamiento de un modelo de propagación a través de una fibra multimodo, capítulo 2, hasta la implementación de diversas técnicas de transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha, capítulo 5.

Una de las condiciones necesarias para el transporte de señales radio sobre fibra de banda ancha en aplicaciones de 10 Gigabit Ethernet [1] (velocidades de hasta 10 Gb/s) a través de entornos de corto y medio alcance es el empleo de fuentes ópticas con anchos espectrales estrechos. De hecho, en gran parte de la red de MMF instalada en la actualidad impera el uso de fuentes ópticas de espectro ancho tipo

LED, lo que provoca un importante efecto paso-bajo en el espectro en frecuencia de la MMF reduciendo considerablemente su capacidad de transmisión. Por ello, uno de los factores clave en el desarrollo de esta tesis será el empleo de fuentes ópticas caracterizadas por una anchura de línea en ausencia de modulación estrecha; como es el caso del láser de realimentación distribuida (DFB) que posee una anchura de línea $\Delta\nu$ comprendida entre 1-10 MHz o del láser de cavidad externa con $\Delta\nu = 10$ KHz.

Como paso previo y necesario a la aplicación de técnicas orientadas a la mejora de la capacidad de transmisión, es necesario disponer de un modelo de propagación completo. Como consecuencia de la carencia en la literatura de métodos analíticos focalizados a la transmisión de señales radio sobre fibra analógicas, se propone como objetivo específico desarrollar una expresión analítica que permita la simulación de la función de transferencia y, en general, de la respuesta en frecuencia a la frecuencia del tono modulador de entrada, de un enlace multimodo basado en el método de propagación de campo eléctrico descrito por Saleh y Abdula en [25]. El desarrollo de dicho modelo será descrito con detalle en el capítulo 2.

La aplicación del modelo de propagación anterior a la evaluación de diversos efectos de degradación de la señal será expuesta en el capítulo 3. En primer lugar se analizará el fenómeno de distorsión armónica e intermodulación para señales radio sobre fibra compuestas por varios tonos de radiofrecuencia con la finalidad de examinar la viabilidad de la aplicación de técnicas de multiplexado por subportadora sobre enlaces de MMF. A continuación se llevará a cabo la evaluación del impacto del ruido modal sobre el enlace de MMF para enlaces de MMF excitados con fuentes ópticas espectralmente estrechas en el rango de radiofrecuencia de interés para la consecución del objetivo general.

El capítulo 4 está orientado a la caracterización de la respuesta en frecuencia de enlaces de MMF de sílice así como al estudio mediante la experimentación de diversos efectos de degradación, previamente analizados a partir del modelo de propagación descrito en el capítulo 2, como es el caso del efecto de la coherencia temporal de la fuente óptica. Igualmente, se implementarán experimentalmente diversas condiciones de inyección de luz en el inicio de la MMF a fin de fijar la condición óptima para la posterior aplicación de técnicas de multiplexado sobre MMF en el capítulo 5.

La validación experimental del objetivo principal de esta tesis, la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha en el rango de microondas y de ondas milimétricas sobre enlaces de MMF empleando fuentes ópticas espectralmente estrechas, será la finalidad del capítulo 5. En él se describirán las técnicas de transmisión aplicadas para la transmisión de señales de radio sobre fibra a través de enlaces de MMF de corto y medio alcance, basadas principalmente en la combinación de fuentes ópticas de anchura de línea estrecha y la técnica de excitación selectiva central, así como en la implementación de la multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM) y de la multiplexación por longitud de onda óptica (WDM).

Finalmente, el capítulo 6 sintetiza las principales conclusiones de los resultados presentados en los capítulos anteriores y apunta posibles líneas de investigación futuras.

1.5. Contribuciones originales de la tesis

Una de las características del trabajo desarrollado en la consecución de esta tesis es el balance entre el trabajo teórico y el experimental, pudiendo diferenciar claramente una fase teórica o analítica que abarca los capítulos 2 y 3 y otra fase experimental que comprende los capítulos 4 y 5.

En lo que a la fase teórica se refiere, la primera de las contribuciones originales de esta tesis la encontramos en el capítulo 2 orientado al desarrollo de un modelo analítico de propagación basado en campo eléctrico a través de enlaces de MMF. Mediante dicho modelo, se presenta por primera vez una expresión analítica completa para la respuesta en frecuencia de un enlace de MMF que considera tanto dispersión cromática de segundo como de tercer orden y que analiza un número mayor de fuentes de degradación que los modelos previamente publicados. Especial importancia cobra el análisis de la dispersión cromática de tercer orden para enlaces de MMF, puesto que la literatura previa al respecto únicamente trabaja en el contexto de enlaces ópticos digitales de fibra monomodo.

Las técnicas empleadas anteriormente para describir la propagación a través de MMF estaban basadas en la resolución de las ecuaciones de flujo de potencia mediante métodos numéricos, [8, 26–39], como por ejemplo el método de Crack-Nicholson. Aunque las ecuaciones de flujo de potencia resultan adecuadas para la descripción de la propagación de pulsos digitales, presentan ciertas limitaciones si se considera la propagación de señales analógicas o en el caso de que se requiera un conocimiento detallado de la respuesta en frecuencia en banda base y en radiofrecuencia, puesto que no ofrecen información a cerca de la fase de la señal.

De especial interés para la posterior aplicación de técnicas de transmisión resulta la posibilidad que ofrece el modelo desarrollado en esta tesis de analizar las prestaciones de un enlace de MMF cuando se emplean fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha y técnicas de excitación central de modos. De hecho, gracias a este modelo, es posible anticipar la capacidad de los enlaces ópticos de MMF para la transmisión de señales de banda ancha radio sobre fibra, extendiendo la región espectral de RF a la región de 20-50 GHz.

Otra de las contribuciones originales que encontramos en la etapa teórica de la tesis es la evaluación analítica de los efectos de la distorsión armónica y de intermodulación de segundo orden producidos al transmitir señales radio sobre fibra compuestas por varios tonos de frecuencia. Dicho análisis, presentado en el capítulo 3, resulta indispensable si se desea aplicar diversas técnicas para aumentar la capacidad de transmisión de las fibras multimodo, como son las técnicas de multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM).

El ruido modal es otra fuente de degradación evaluada en el capítulo 3. Mediante el análisis del parámetro estadístico *speckle contrast* para un enlace de MMF de índice gradual excitado por un láser modulado en intensidad por una señal de radiofrecuencia analógica, se confirmó la relación directa entre el ruido modal y las propiedades de coherencia de la fuente óptica. La originalidad del modelo de ruido modal presentado reside en la consideración del proceso de modulación en intensidad (modulación directa o externa) del diodo láser, en lugar de operar a una potencia óptica constante (CW), tal y como puede encontrarse en los trabajos previamente publicados, entre ellos [40–44].

Desde el punto de vista experimental, enfatizaremos la originalidad de tres resultados alcanzados en esta tesis y descritos en el capítulo 5. El primero de ellos se trata de la transmisión de señales radio sobre fibra en un rango de frecuencias de subportadora comprendido desde los 3 hasta los 18 GHz a través de enlaces de MMF de sílice con un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$ de hasta 5 km de longitud. Este resultado sigue la línea del trabajo experimental previamente publicada, [19,45], pero extiende la combinación de rango de frecuencia y longitud del enlace a los valores más altos obtenidos hasta la fecha de publicación de esta tesis para enlaces de MMF. El segundo de los resultados experimentales que conforman el capítulo 5 consiste en la transmisión simultánea de señales multiplexadas en subportadora analógicas y señales digitales a una tasa de bits de 2.5 Gb/s a través de un enlace de MMF de sílice con un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$ de 5 km de longitud. La originalidad de esta demostración experimental radica precisamente en la transmisión conjunta de señales radio sobre fibra analógicas a frecuencias altas y señales digitales en banda base, primera realizada hasta la actualidad a través de enlaces de MMF.

Finalmente, el tercer y más importante resultado experimental consiste en la transmisión libre de errores (caracterizada por una tasa de error de bit $\text{BER} \leq 10^{-12}$) de 10 canales de datos con una velocidad de 20 Gb/s multiplexados en WDM a través de un enlace de 5 km de MMF de sílice con un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$. Estos valores suponen un producto tasa de bit agregada por distancia de 1 Tb/s-km, el valor más alto publicado hasta la fecha, a nuestro conocimiento, en cuanto a enlaces de fibra óptica multimodo concierne. Estos tres resultados originales demuestran que la transmisión de señales de banda ancha (desde banda base hasta regiones de radiofrecuencia) es factible gracias a la combinación de técnicas de excitación selectiva central de modos y láseres con anchura de línea estrecha.

Modelo de propagación en un enlace de fibra multimodo

2.1. Introducción al modelo de propagación desarrollado

El continuo incremento en la demanda de redes de área local con capacidad para transmitir 10 Gbit/s ha motivado el desarrollo reciente de diversas técnicas orientadas a mejorar el producto ancho de banda por distancia (BW·L) en enlaces de fibra óptica multimodo de corto alcance. En este contexto, resulta indispensable disponer de modelos de propagación que nos ofrezcan una descripción precisa de las prestaciones de la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha sobre MMF bajo las condiciones más generales.

Hasta la fecha, la técnica más popular descrita para el análisis de la propagación a través de fibras multimodo se basa en las ecuaciones de flujo de potencia desarrolladas por Gloge [26] y Marcuse [27] a principios de los años 70 y posteriormente mejorada en [28] a fin de aplicarla a la propagación y dispersión temporal de pulsos digitales. La mayor parte de los modelos y trabajos orientados a la caracterización de las fibras multimodo [8, 26–39] están basados en un método a través del cual se resuelve la función de transferencia en potencia gracias a procedimientos numéricos, como puede ser el método de Crack-Nicholson, [29, 32, 36]. Por citar un ejemplo, Yabre [29], se ha valido recientemente de las ecuaciones de flujo de potencia para estudiar la influencia de varios parámetros en la función de transferencia de las MMF.

Las ecuaciones de flujo de potencia resultan adecuadas para la descripción de la propagación de pulsos digitales a través de MMF, pero presentan ciertas limitaciones si se considera la propagación de señales analógicas o en el caso de que se requiera un conocimiento detallado de la respuesta en frecuencia en banda base y en radiofrecuencia, puesto que en estas situaciones el efecto de la fase de las señales cobra importancia.

A fin de sobrepasar estas limitaciones es necesario emplear un método basado en la propagación de señales de campo eléctrico en lugar de señales de potencia óptica. Desafortunadamente, encontramos pocas descripciones disponibles en la literatura a excepción del modelo desarrollado por Saleh y Abdula para propagación de pulsos digitales [25] a mediados de los años 80.

En este capítulo presentaremos una expresión analítica que permite la obtención de la respuesta en frecuencia, lineal con la frecuencia de la señal moduladora eléctrica, en banda base y en radiofrecuencia (RF) de un enlace multimodo basado en el método de propagación de campo eléctrico descrito en [25]. Aunque la derivación de la expresión final es bastante extensa y compleja, el resultado final resulta sorprendentemente simple. Una vez obtenida la expresión analítica genérica, se procederá a evaluar los resultados mediante la comparación con aquellos presentados por Yabré, [29] basados en las ecuaciones de flujo de potencia. Finalmente, nos valdremos de los resultados para analizar bajo qué condiciones es posible la transmisión de banda ancha en regiones de RF alejadas de la banda base. Veremos que las MMF ofrecen un gran potencial para la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha en las regiones de microondas y de ondas milimétricas a través de distancias de corto (2-5 km) y medio (10 km) alcance, [46, 47].

Consideraremos un sistema de transmisión óptico que se valga de una fibra óptica multimodo como medio de transmisión. En la figura 2.1 se muestra un esquema genérico del sistema. Nuestro objetivo es determinar la respuesta en frecuencia, lineal con la frecuencia de la señal moduladora, extremo a extremo, bajo las condiciones más generales y teniendo en consideración tantas fuentes de degradación como sea posible, tales como:

- Coherencia espacial y temporal de la fuente óptica.
- Chirp de la fuente óptica.
- Dispersión cromática de segundo y tercer orden.
- Dispersión intermodal.
- Acoplo entre modos.
- Acoplo de la señal de entrada a los modos en el origen de la MMF.
- Acoplo entre la señal de salida de la MMF y el área del detector.
- Atenuación diferencial modal.

Nuestra derivación parte del modelo desarrollado por Saleh y Abdula en el contexto de la propagación de pulsos digitales, [25], que ha sido modificado y focalizado a la transmisión de señales analógicas de radiofrecuencia. Una de las limitaciones a destacar de dicho modelo es la adopción de un fenómeno de dispersión material caracterizado por una aproximación de la constante de propagación $\beta_\mu(\omega)$ de segundo orden asociada al modo μ -ésimo propagado por la fibra multimodo.

Para la mayor parte de longitudes de onda de operación, se logra una descripción adecuada de la dispersión cromática mediante la segunda derivada $d^2\beta_\mu(\omega)/d\omega^2 = \beta_\mu^2$ de la constante de propagación $\beta_\mu(\omega)$ asociada al modo μ -ésimo propagado por la

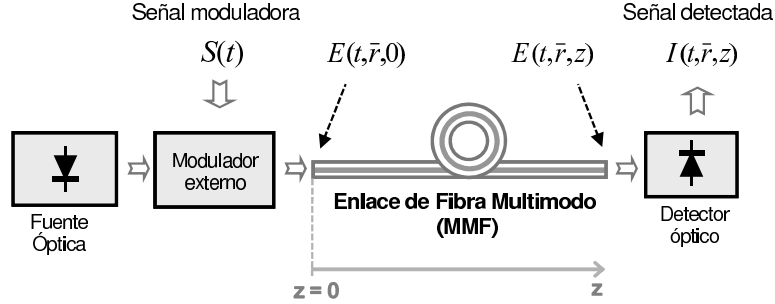


Figura 2.1: Esquema de un enlace de fibra óptica multimodo

fibra. Sin embargo, en el caso de enlaces de MMF que operen en regiones de longitud de onda óptica cercana a la región de los 1300 nm para fibras de sílice, la segunda derivada resulta mínima, es decir prácticamente despreciable, $\beta_\mu^2 \approx 0$ y, como consecuencia, se vuelve necesario considerar la tercera derivada $d^3\beta_\mu(\omega)/d\omega^3 = \beta_\mu^3$ de la constante de propagación a fin de obtener una descripción precisa de la respuesta en frecuencia del enlace de MMF. Los efectos de la dispersión cromática de tercer orden han sido previamente estudiados en detalle en el contexto de enlaces ópticos digitales compuestos por fibra monomodo, [48–51]; al igual que diversas técnicas para su compensación, [52, 53]. Para el caso de enlaces de fibra multimodo el interés principal radica en la caracterización de la respuesta en frecuencia, sin embargo hasta la actualidad no ha sido todavía publicado ningún modelo que considere la dispersión cromática de tercer orden.

2.2. Revisión del modelo de Saleh-Abdula

2.2.1. Transmisión a través de la fibra multimodo

Si disponemos de un sistema como el ilustrado en la figura 2.1, el campo eléctrico en un punto situado a una distancia z del origen de la fibra y en un punto r de su sección cruzada se define como una suma de modos tal que

$$E(t, \bar{r}, z) = \sum_{\nu=1}^N E_\nu(t, z) e_\nu(\bar{r}) \quad (2.1)$$

siendo N el número de modos guiados, $E_\nu(t, z)$ la amplitud compleja y $e_\nu(\bar{r})$ el perfil modal espacial correspondientes ambos al modo ν -ésimo propagado a través de la MMF.

En general, asumiendo que el nivel de potencia es bajo tal y que no se produzcan efectos no lineales, $E_\nu(t, z)$ puede expresarse en función de las amplitudes del resto de los modos existentes en el origen de la fibra, con lo que la ecuación (2.1), resulta en la expresión

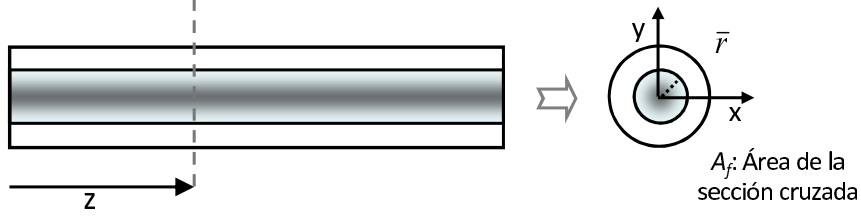


Figura 2.2: Localización del punto (r, z) en la sección cruzada de la MMF

$$E(t, \bar{r}, z) = \sum_{\nu=1}^N \sum_{\mu=1}^N [h_{\mu\nu}(t) * E_{\mu}(t, 0)] \cdot e_{\nu}(\bar{r}) \quad (2.2)$$

donde $h_{\mu\nu}(t)$ es la respuesta impulsiva a una distancia z causada por el modo ν -ésimo en el origen de la fibra sobre el modo μ -ésimo.

En el extremo final del enlace de fibra multimodo, la intensidad de la luz que recibe el detector se obtiene según

$$I(t, \bar{r}, z) = \langle |E(t, \bar{r}, z)|^2 \rangle. \quad (2.3)$$

Por lo tanto, la intensidad óptica a un punto z vendrá dada por la siguiente expresión siempre que las fluctuaciones de los campos eléctricos de entrada sean independientes de las correspondientes a las respuestas impulsivas de la fibra

$$I(t, \bar{r}, z) = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\nu=1}^N \sum_{\mu'=1}^N \sum_{\nu'=1}^N e_{\nu}^*(\bar{r}) e_{\nu'}(\bar{r}) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle h_{\nu\mu}^*(t-t') h_{\nu'\mu'}(t-t'') \rangle \langle E_{\mu}^*(t', 0) E_{\mu'}(t'', 0) \rangle dt' dt'' \quad (2.4)$$

2.2.2. Fuente óptica

En este punto caracterizaremos el campo a la entrada de la fibra multimodo procedente de una fuente óptica, asumiendo un esquema de modulación lineal, válido para modulación directa y externa, en virtud del cual, la intensidad de salida del transmisor es proporcional a la señal de modulación $S(t)$ para todo punto r de su sección

$$\langle |E(t, \bar{r}, 0)|^2 \rangle \propto S(t). \quad (2.5)$$

Sin embargo, para determinar la intensidad incidente en el receptor, es necesario conocer las funciones de coherencia espacial y temporal en el origen de la

fibra. Suponiendo que las características espaciales, temporales y de modulación de la fuente son separables, véase [54], la función de correlación del campo a la salida de la fuente se puede definir como

$$\langle E^*(t', \bar{r}_1, 0)E(t'', \bar{r}_2, 0) \rangle = \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} R(t', t'') R_s(\bar{r}_1, \bar{r}_2) \quad (2.6)$$

donde

- $R_s(r_1, r_2)$ es la función de autocorrelación que describe la coherencia espacial de la fuente óptica y depende de la estructura modal propia de la fuente óptica.
- $R(t', t'')$ es la función de autocorrelación correspondiente a la coherencia temporal de la fuente óptica. En general, es una función tanto de t' como de t'' , debido a la no estacionariedad de las fluctuaciones de la fuente. Sin embargo, si suponemos que $R(t', t'')$ es estacionaria, tendremos que $R(t', t'') = R(t' - t'')$.

El campo eléctrico generado por la fuente óptica que se acopla al modo ν -ésimo transportado por la fibra multimodo viene dado por

$$E_\nu(t, 0) = \int_{A_f} E(t, \bar{r}, 0) \cdot e_\nu(\bar{r}) d\bar{r} \quad (2.7)$$

donde A_f es el área de la sección cruzada de la fibra multimodo, tal y como se ilustra en la figura 2.2. La correlación modal en el origen de la fibra se obtiene entonces como

$$\langle E_\nu^*(t', 0)E_\mu(t'', 0) \rangle = \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} \cdot R(t', t'') \cdot C_{\nu\mu} \quad (2.8)$$

definiendo el coeficiente $C_{\nu\mu}$ como

$$C_{\nu\mu} = \int_{A_f} \int_{A_f} R_s(\bar{r}_1, \bar{r}_2) \cdot e_\nu^*(\bar{r}_1) \cdot e_\mu(\bar{r}_2) d\bar{r}_1 d\bar{r}_2. \quad (2.9)$$

Una vez llegados a este punto, debe estudiarse el comportamiento de la fuente óptica según su coherencia espacial, diferenciando dos casos de interés:

- Fuente espacialmente incoherente:

$$R_s(\bar{r}_1, \bar{r}_2) = \sqrt{I_s(\bar{r}_1)} \sqrt{I_s(\bar{r}_2)} \delta(\bar{r}_1 - \bar{r}_2) \quad (2.10)$$

con lo que

$$C_{\nu\mu} = \int_{A_f} I_s(\bar{r}) \cdot e_\nu^*(\bar{r}) \cdot e_\mu(\bar{r}) d\bar{r}. \quad (2.11)$$

Si, además, la distribución de intensidad óptica es constante con \bar{r} , $I_s(\bar{r}) = I$, la expresión anterior puede simplificarse notablemente a

$$C_{\nu\mu} = I \cdot \delta_{\nu\mu} = C_{\mu\mu} \delta_{\nu\mu}. \quad (2.12)$$

- Fuente espacialmente coherente:

$$R_s(\bar{r}_1, \bar{r}_2) = f_1^*(\bar{r}_1) \cdot f_2(\bar{r}_2) \quad (2.13)$$

obteniéndose en este caso

$$C_{\nu\mu} = \left[\int_{A_f} f_1^*(\bar{r}_1) \cdot e_\nu^*(\bar{r}_1) d\bar{r}_1 \right] \cdot \left[\int_{A_f} f_2(\bar{r}_2) \cdot e_\mu(\bar{r}_2) d\bar{r}_2 \right] = B_\nu^* \cdot B_\mu. \quad (2.14)$$

Una vez conocida la correlación entre los campos de entrada de dos modos guiados por la fibra multimodo, nos encontramos en disposición de hallar la expresión final de la intensidad óptica en un punto z de nuestro enlace, que asumiendo una función de autocorrelación temporal de la fuente óptica estacionaria, resulta en

$$I(t, \bar{r}, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} \cdot q(t - t', t - t'', \bar{r}) dt' dt'', \quad (2.15)$$

expresión en la que el núcleo externo toma el valor

$$q(t', t'', \bar{r}) = R(t', t'') q_o(t', t'', \bar{r}) \quad (2.16)$$

mientras que el núcleo interno se define como

$$q_o(t', t'', \bar{r}) = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\nu=1}^N \sum_{\mu'=1}^N \sum_{\nu'=1}^N e_\nu^*(\bar{r}) e_{\nu'}(\bar{r}) \cdot C_{\mu\mu'} \langle h_{\nu\mu}^*(t') h_{\nu'\mu'}(t'') \rangle. \quad (2.17)$$

2.2.3. Detector óptico

Se asumirá que el detector óptico recoge la luz incidente sobre la apertura A_R y produce una corriente eléctrica proporcional a la potencia óptica detectada

$$P(t) = \int_{A_R} I(t, \bar{r}, z) d\bar{r}. \quad (2.18)$$

Así pues, integrando (2.15) en (2.18), se llega a la siguiente ecuación extremo a extremo para describir la potencia recibida por el fotodetector:

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')S(t'')} Q(t-t', t-t'') dt' dt'' \quad (2.19)$$

siendo

$$Q(t', t'') = R(t', t'') Q_o(t', t'') \quad (2.20)$$

y

$$Q_o(t', t'') = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\nu=1}^N \sum_{\mu'=1}^N \sum_{\nu'=1}^N C_{\mu\mu'} D_{\nu\nu'} \langle h_{\mu\nu}^*(t') h_{\mu'\nu'}(t'') \rangle. \quad (2.21)$$

De las ecuaciones anteriores es necesario aclarar los siguientes términos:

- El núcleo $Q(t', t'')$ incluye la información a cerca de la influencia del sistema fuente/fibra/detector.
- El núcleo interno $Q_o(t', t'')$ depende de la fibra óptica, así como del acoplo de potencia desde la fuente a la fibra y desde la fibra al detector.
- $C_{\mu\mu'}$ proporciona el efecto de la coherencia espacial de la fuente en relación con los modos de la fibra.
- $D_{\nu\nu'}$ viene definido como

$$D_{\nu\nu'} = \int_{A_R} e_{\nu}^*(\bar{r}) e_{\nu'}(\bar{r}) d\bar{r} \quad (2.22)$$

por lo que para el caso especial en el que el detector recoge toda la luz incidente, se tiene que $D_{\nu\nu'} = \delta_{\nu\nu'}$.

- El término

$$\langle h_{\mu\nu}^*(t-t') h_{\mu'\nu'}(t-t'') \rangle, \quad (2.23)$$

que hace referencia a la dispersión de la fibra y al acoplo entre modos, debe ser convenientemente determinado para disponer de una descripción completa de nuestro sistema.

La ecuación extremo a extremo revela en general una relación no lineal entre las señales eléctricas de entrada y de salida del enlace multimodo desde el punto de vista de Teoría de Sistemas. Por lo tanto no es posible definir una función de transferencia, pero bajo ciertas condiciones se puede linealizar, obteniendo un sistema lineal con respuesta impulsiva dada por $Q(t)$, [25, 55], de modo que

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t') Q(t-t', t-t') dt'. \quad (2.24)$$

2.2.4. Fibra multimodo con acoplo de modos

Con el objetivo de minimizar la dispersión intermodal se ha venido adoptando ampliamente el empleo del perfil de índice según la ley potencial α , [8]. Por ello la fibra multimodo que será examinada en nuestro modelo de propagación de campo eléctrico será de índice gradual caracterizada por un perfil de índice de refracción dado por

$$n(r, \lambda) = \begin{cases} n_1(\lambda) [1 - 2\Delta(\lambda) \cdot (r/a)^\alpha]^{1/2}, & \text{para } 0 \leq r \leq a \\ n_1(\lambda) [1 - 2\Delta(\lambda)]^{1/2}, & \text{para } a \leq r \leq b \end{cases} \quad (2.25)$$

donde:

- r es la distancia radial desde el centro del núcleo.
- a es el radio del núcleo.
- λ es la longitud de onda en espacio libre de la luz de excitación proveniente de la fuente óptica.
- α es el exponente del índice de refracción.
- $n_1(\lambda)$ es el índice de refracción en el centro del núcleo.
- $\Delta(\lambda)$ es la diferencia relativa entre índices entre el centro del núcleo y la cubierta definido como

$$\Delta(\lambda) = \frac{n_1^2(\lambda) - n_2^2(\lambda)}{2n_1^2(\lambda)}. \quad (2.26)$$

Cabe destacar que el gradiente del núcleo de la fibra tendrá un perfil parabólico cuando $\alpha = 2$ y convergerá al perfil de salto de índice para $\alpha = \infty$.

El término (2.23), relativo a la propagación a través de la fibra multimodo, puede desglosarse en dos contribuciones, una describiendo la propagación independiente de cada modo y un segundo término describiendo el acoplo de potencia entre modos. Su determinación requiere la consideración de las ecuaciones de propagación de modos acoplados (amplitudes de campo eléctrico) en el dominio de la frecuencia

$$\frac{d\tilde{E}_\mu(\omega, z)}{dz} = -\Gamma_\mu \tilde{E}_\mu(\omega, z) + \sum_{\substack{\nu=1 \\ \nu \neq \mu}}^N \hat{K}_{\mu\nu} f(z) \tilde{E}_\nu(\omega, z) \quad (2.27)$$

donde el campo eléctrico en el dominio de la frecuencia viene definido como

$$\tilde{E}_\mu(\omega, z) = \int_{-\infty}^{\infty} E_\mu(t, z) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.28)$$

En las ecuaciones (2.27) hemos introducido una serie de nuevos parámetros, que deberán ser debidamente presentados:

- $K_{\mu\nu} = \hat{K}_{\mu\nu} f(z)$ es el factor de acoplo dependiente de z entre los modos μ -ésimo y ν -ésimo y presenta unidades de $[m^{-1}]$.
- La función $f(z)$, que presenta unidades de $[m]$, describe la forma geométrica del límite del núcleo, [26].
- El coeficiente $\Gamma_{\mu\nu}$ se define como.

$$\Gamma_{\mu\nu}(\omega) = \alpha_\mu(\omega) + j\beta_\mu(\omega) \quad (2.29)$$

donde $\alpha_\mu(\omega)$ es la atenuación en campo y $\beta_\mu(\omega)$ es la constante de propagación ambas correspondientes al modo μ -ésimo.

Asumiendo que a través de la MMF se propagan N modos, podemos definir el siguiente vector

$$\tilde{E}(\omega, z) = [\tilde{E}_1(\omega, z), \tilde{E}_2(\omega, z), \dots, \tilde{E}_N(\omega, z)] \quad (2.30)$$

con lo que las ecuaciones de acoplo de modos se convierten en una ecuación vectorial

$$\frac{d\tilde{E}(\omega, z)}{dz} = A(\omega, z)\tilde{E}(\omega, z). \quad (2.31)$$

Mediante la integración de la ecuación (2.31), calcularemos la función de transferencia de campo eléctrico de la fibra $H(\omega)$ tal y que cumpla:

$$\tilde{E}(\omega, z) = H(\omega)\tilde{E}(\omega, 0). \quad (2.32)$$

Aplicando el procedimiento estándar de la mecánica cuántica para el cálculo de funciones de operadores (en este caso el operador $H(\omega)$) llegamos a

$$H(\omega) = \exp \left[\int_0^z A(z') dz' \right] = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\left[\int_0^z A(z') dz' \right]^l}{l!}. \quad (2.33)$$

Tras la realización de los pertinentes cálculos, se obtienen los elementos de la matriz $H(\omega)$ como

$$H_{\mu\mu}(\omega) = e^{-\Gamma_\mu(\omega)z} \quad (2.34)$$

y

$$H_{\mu\nu}(\omega) = \hat{K}_{\mu\nu} \left[\int_0^z f(z') dz' \right] \Phi_{\mu\nu}(\omega), \quad \mu \neq \nu \quad (2.35)$$

siendo

$$\Phi_{\mu\nu}(\omega) = \frac{H_{\mu\mu}(\omega) - H_{\nu\nu}(\omega)}{\Gamma_\nu(\omega) - \Gamma_\mu(\omega)}. \quad (2.36)$$

Los términos relativos a la respuesta al impulso, $h_{\mu\mu}(t)$ y $h_{\mu\nu}(t)$, se obtienen mediante la transformada de Fourier inversa de los elementos de la matriz $H(\omega)$:

$$h_{\mu\mu}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\Gamma_\mu(\omega)z} e^{j\omega t} d\omega \quad (2.37)$$

y

$$h_{\mu\nu}(t) = \frac{K_{\mu\nu}}{2\pi} \left[\int_0^z f(z') dz' \right] \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{\mu\nu}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.38)$$

Tras la sustitución en (2.19) se observa que $P(t)$ se compone de dos términos $P(t) = P^U(t) + P^C(t)$. El primero corresponde al caso de ausencia de acoplo de modos, por lo que $\mu = \nu$ y $\mu' = \nu'$; mientras que el segundo engloba la contribución de acoplo de modos. La contribución de potencia no acoplada, $P^U(t)$, viene dada por

$$P^U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')S(t'')} R(t', t'') Q_o^U(t - t', t - t'') dt' dt'' \quad (2.39)$$

donde el núcleo no acoplado interno se define según:

$$Q_o^U(t', t'') = \sum_{\nu=1}^N \sum_{\nu'=1}^N C_{\nu\nu'} D_{\nu\nu'} h_{\nu\nu}^*(t') h_{\nu'\nu'}(t''). \quad (2.40)$$

Por otro lado, la contribución de potencia acoplada, $P^C(t)$, se obtiene según

$$P^C(t) = g^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')S(t'')} R(t', t'') Q_o^C(t - t', t - t'') dt' dt'' \quad (2.41)$$

siendo el núcleo acoplado

$$Q_o^C(t', t'') = \sum_{\substack{\mu=1 \\ \nu \neq \mu}}^N \sum_{\substack{\nu=1 \\ \mu' \neq \nu}}^N \sum_{\substack{\mu'=1 \\ \nu' \neq \mu'}}^N \sum_{\nu'=1}^N C_{\mu\mu'} D_{\nu\nu'} \hat{K}_{\mu\nu}^* \hat{K}_{\mu'\nu'} \Phi_{\mu\nu}^*(t') \Phi_{\mu'\nu'}(t'') \quad (2.42)$$

y

$$g^2 = \int_0^z \int_0^z \langle f^*(z_1)f(z_2) \rangle dz_1 dz_2 = 2 \int_0^z (z - z_1) R_f(z_1) dz_1 \quad (2.43)$$

donde $R_f(z_1 - z_2)$ es la autocorrelación de la función de deformación del núcleo $f(z)$, cuyo valor medio asumiremos igual a cero.

Tanto en (2.39) como en (2.41), observamos que cada término depende en general de una forma no lineal con la señal moduladora de entrada. A continuación analizaremos una serie de casos según las características de la fuente y del detector óptico. En primer lugar, si suponemos que el detector recoge toda la luz incidente, es decir, $D_{rs} = \delta_{rs}$, el núcleo interno no acoplado queda reducido a

$$Q_o^U(t', t'') = \sum_{\nu=1}^N C_{\nu\nu} h_{\nu\nu}^*(t') h_{\nu\nu}(t'') \quad (2.44)$$

observándose que no se produce interferencia intermodal, es decir, la potencia recibida es la suma de las potencias recibidas por cada uno de los modos por separado, independientemente de las características de coherencia de la fuente; sin embargo para el caso de acoplo intermodal, si además de aplicar la condición $D_{rs} = \delta_{rs}$, suponemos que se dispone de una fuente espacialmente incoherente y con distribución de intensidad espacialmente uniforme, $C_{rs} = C_{rr} \delta_{rs}$, tal y como se vio en la subsección 2.2.2, el núcleo interno acoplado pasa a ser

$$Q_o^C(t', t'') = \sum_{\substack{\nu=1 \\ \nu \neq \mu}}^N \sum_{\mu=1}^N C_{\mu\mu} \hat{K}_{\mu\nu}^* \hat{K}_{\mu\nu} \Phi_{\mu\nu}^*(t') \Phi_{\mu\nu}(t'') \quad (2.45)$$

con lo que seguiría existiendo interferencia intermodal debida al acoplo entre modos.

El proceso de resolución de los núcleos correspondientes tanto a la potencia no acoplada como a la acoplada requiere del conocimiento de la dependencia de $\Gamma_\mu(\omega)$ con ω . Asumiremos que $\alpha_\mu(\omega)$ es independiente de ω tal que

$$\alpha_\mu(\omega) \approx \alpha_\mu(\omega_o) = \alpha_\mu^0 \quad (2.46)$$

así como que $\beta_\mu(\omega)$ puede expandirse en una serie de Taylor de tercer orden alrededor de la frecuencia central angular ω_o , [48,49], pudiendo así estudiar tanto el fenómeno de dispersión cromática de segundo orden como el de tercer orden de manera simultánea:

$$\begin{aligned} \beta_\mu(\omega) &\approx \beta_\mu(\omega_o) + \left. \frac{d\beta_\mu(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} (\omega - \omega_o) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2\beta_\mu(\omega)}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_o} (\omega - \omega_o)^2 + \\ &+ \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3\beta_\mu(\omega)}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_o} (\omega - \omega_o)^3 = \\ &= \beta_\mu^0 + \beta_\mu^1(\omega - \omega_o) + \frac{1}{2!} \beta_\mu^2(\omega - \omega_o)^2 + \frac{1}{3!} \beta_\mu^3(\omega - \omega_o)^3. \end{aligned} \quad (2.47)$$

Con esta definición de la constante de propagación, las funciones (2.34) y (2.36), asociadas a la propagación a través de la fibra multimodo, resultan:

$$H_{\mu\mu}(\omega) = e^{-\Gamma_{\mu}(\omega)z} = e^{-\alpha_{\mu}^0 z} \cdot e^{-j \left[\beta_{\mu}^0 + \beta_{\mu}^1 (\omega - \omega_o) + \frac{\beta_{\mu}^2}{2} (\omega - \omega_o)^2 + \frac{\beta_{\mu}^3}{6} (\omega - \omega_o)^3 \right] z} \quad (2.48)$$

para el núcleo no acoplado y

$$\Phi_{\mu\nu}(\omega) = \frac{e^{-\Gamma_{\mu}(\omega)z} - e^{-\Gamma_{\nu}(\omega)z}}{[\Gamma_{\nu}(\omega) - \Gamma_{\mu}(\omega)] \cdot z} = \frac{e^{-\Gamma_{\mu}(\omega)z} - e^{-\Gamma_{\nu}(\omega)z}}{[\alpha_{\nu}^0 - \alpha_{\mu}^0 + j(\beta_{\nu}^0 - \beta_{\mu}^0)] \cdot z} \quad (2.49)$$

para el núcleo acoplado; donde se ha considerado que tanto el parámetro de dispersión β_{μ}^2 , como el parámetro de dispersión de segundo orden β_{μ}^3 , tienen el mismo valor para todos los modos propagados por la fibra multimodo, $\beta_{\mu}^2 \approx \beta_o^2$ y $\beta_{\mu}^3 \approx \beta_o^3 \forall \mu$ y, además, que el término $(\beta_{\nu}^1 - \beta_{\mu}^1)(\omega - \omega_o)$ es despreciable frente al resto de términos pertenecientes a la parte imaginaria de $[\Gamma_{\nu}(\omega) - \Gamma_{\mu}(\omega)]$.

2.3. Parámetros modales

Llegados a este punto, debe aclararse que las ecuaciones de propagación de N modos acoplados (2.27) se refieren a una fibra multimodo que transmita N modos. Cada uno de estos modos físicos puede especificarse por un par de números (q,l) , que, respectivamente, indican el número de ceros modales radiales y acimutales de las intensidades de campo de ese modo. Sin embargo, es muy común, [27], agrupar los modos físicos en conjuntos donde los modos de cada conjunto o grupo tienen una constante de propagación similar. Los grupos modales se enumerarán con la letra m , dependiendo la constante de propagación de cada modo β_{μ} únicamente de este índice, dado por $m = 2q + l$. El grupo modal m -ésimo consiste en, aproximadamente, $2 \cdot (m + 1)$ modos degenerados, donde

$$l = m, m - 2, \dots, -(m - 2), -m \quad (2.50)$$

para cada uno de los estados de polarización. El número total de grupos modales M resulta de establecer el número total de modos igual a N .

$$\sum_{m=1}^M 2(m + 1) \approx M^2 = N. \quad (2.51)$$

Gracias al método WKB (Wentzel-Kramers-Brillouin), se llega a que la constante de propagación β_m correspondiente al grupo modal m -ésimo puede aproximarse por, [28, 29, 36]

$$\beta_m = n_1 k \left[1 - 2\Delta \left(\frac{m}{M(\alpha, \lambda)} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.52)$$

donde k es el vector de onda en el vacío y el número total de grupos modales viene dado por

$$M(\alpha, \lambda) = 2\pi a \frac{n_1(\lambda)}{\lambda} \left[\frac{\alpha \cdot \Delta(\lambda)}{\alpha + 2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.53)$$

A partir de ahora, deben tenerse en consideración la siguiente serie de parámetros modales antes de proceder con la resolución de los núcleos acoplados y no acoplados.

2.3.1. Retardo modal

Como consecuencia de (2.51), el retardo de grupo por unidad de longitud τ_μ del modo μ -ésimo depende sólo de su número de grupo modal m . El tiempo de retardo de grupo por unidad de longitud del grupo modal m -ésimo puede derivarse de (2.52) mediante la definición dada en [29, 56]

$$\frac{\tau_m(\lambda)}{z} = -\lambda^2 \frac{\beta_m^1(\lambda)}{2\pi c} \quad (2.54)$$

donde c representa la velocidad de la luz en el vacío. Resolviendo la primera derivada de β_m obtenemos la siguiente expresión

$$\frac{\tau_m(\lambda)}{z} = \frac{N_1(\lambda)}{c} \left[1 - \frac{\Delta(\lambda)(4 + \varepsilon(\lambda))}{\alpha + 2} \left(\frac{m}{M} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right] \cdot \left[1 - 2\Delta(\lambda) \left(\frac{m}{M} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.55)$$

en la que $\varepsilon(\lambda)$ se define como el parámetro de perfil de dispersión dado por

$$\varepsilon(\lambda) = -\frac{2n_1(\lambda)}{N_1(\lambda)} \frac{\lambda \frac{d\Delta(\lambda)}{d\lambda}}{\Delta(\lambda)} \quad (2.56)$$

donde N_1 es el índice de grupo del material definido según:

$$N_1(\lambda) = n_1(\lambda) - \lambda \frac{dn_1(\lambda)}{d\lambda}. \quad (2.57)$$

2.3.2. Atenuación modal

La atenuación α_μ del modo μ -ésimo y el coeficiente de acoplo $K_{\mu\nu}$ entre los modos μ -ésimo y ν -ésimo dependerá generalmente tanto del número de grupo modal m , como del número azimutal l , [28]. Para transiciones entre grupos modales regidas por la regla de selección $\Delta_m = \pm 1$, adoptada también en [26, 28], la potencia se distribuirá uniformemente entre todos los modos de cada grupo modal. En consecuencia, para cada grupo modal, es posible definir una cantidad α_m , que represente el valor medio de la atenuación del grupo modal m -ésimo así como una cantidad $|K_{m,m\pm 1}|^2$

que corresponde al valor medio del acoplo entre un modo del grupo $(m + 1)$ -ésimo y un modo del grupo m -ésimo. La atenuación modal proviene de varios mecanismos convencionales, característicos de fibras usuales, como pueden ser la absorción, la dispersión Rayleigh y pérdidas por reflexión en el interfaz núcleo-cubierta. Dichos mecanismos actúan sobre cada modo de un modo diferente, lo que conlleva que el coeficiente de atenuación varíe de un modo a otro. En [29, 56] se sugirió emplear la siguiente fórmula empírica para describir la atenuación modal diferencial (DMA) en potencia

$$\alpha_m(\lambda) = \alpha_0(\lambda) + \alpha_0(\lambda) \cdot I_\rho \left[\eta \left(\frac{m-1}{M} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right] \quad (2.58)$$

donde α_0 representa la atenuación de los modos de orden inferior (es decir, la atenuación intrínseca de la fibra), I_ρ es la función de Bessel modificada de primera clase de orden ρ y η es una constante de peso.

2.3.3. Pérdidas de acoplo debido a curvaturas aleatorias

A partir de las ecuaciones de acoplo de potencia derivadas en [27]:

$$\frac{dP_\mu(z)}{dz} = -2\alpha_\mu P_\mu(z) + \sum_{\nu=1}^N d_{\mu\nu} (P_\nu(z) - P_\mu(z)) \quad (2.59)$$

se deduce que el coeficiente de acoplo de potencia $d_{\mu\nu}$ está relacionado con el coeficiente de acoplo $K_{\mu\nu}$ según la siguiente expresión

$$d_{\mu\nu} = \left| \hat{K}_{\mu\nu} \right|^2 \cdot \left\langle |F(\beta_\mu - \beta_\nu)|^2 \right\rangle \quad (2.60)$$

en la que $F(\beta_\mu - \beta_\nu)$ es la transformada de Fourier de la función de deformación del núcleo $f(z)$

$$\left\langle |F(\beta_\mu - \beta_\nu)|^2 \right\rangle = \frac{1}{\sqrt{L}} \int_0^L f(z) \cdot e^{-i(\beta_\mu - \beta_\nu)z} dz. \quad (2.61)$$

Para una fibra con perfil de índice de refracción gradual, en la que las transiciones de potencia ocurren únicamente entre los grupos modales m -ésimo y $(m + 1)$ -ésimo, [28] concluyó que el coeficiente de acoplo de grupos modales se puede definir como

$$d(m, \alpha) = \frac{1}{8} (n_1 k a)^2 \cdot \left(\frac{m}{M(\alpha)} \right)^{\frac{4}{\alpha+2}} \cdot \left\langle |F(\beta_m - \beta_{m+1})|^2 \right\rangle \cdot (\beta_m - \beta_{m+1})^4. \quad (2.62)$$

Por lo tanto, a partir de la ecuación (2.59) se obtiene el módulo al cuadrado del coeficiente de acoplo entre dos grupos modales adyacentes como

$$\left| \hat{K}_{m,m+1} \right|^2 = \frac{1}{8} (n_1 k a)^2 \cdot \left(\frac{m}{M(\alpha)} \right)^{\frac{4}{\alpha+2}} \cdot (\beta_m^0 - \beta_{m+1}^0)^4 \quad (2.63)$$

donde se ha asumido que $\beta_m(\omega) - \beta_{m+1}(\omega) \approx \beta_m^0 - \beta_{m+1}^0$.

Por último, cabe mencionar que se puede atribuir diferentes funciones de autocorrelación $R_f(u)$ a la deformación del límite del núcleo de la fibra multimodo. La determinación de dicha función es imprescindible para simular el valor del parámetro g^2 dado por (2.43). Las principales funciones descritas en la literatura son:

- Fluctuaciones incorreladas, [37]:

$$R_f(z_1 - z_2) = \sigma^2 \delta(z_1 - z_2) \Rightarrow g^2 = \sigma^2 z. \quad (2.64)$$

- Función exponencial, [27]:

$$R_f(z_1 - z_2) = \sigma^2 e^{-\frac{|z_1 - z_2|}{D}} \Rightarrow g^2 = 2D\sigma^2 \cdot \left[z + D \cdot (e^{-z/D} - 1) \right]. \quad (2.65)$$

- Función gaussiana, [27, 31] :

$$\begin{aligned} R_f(z_1 - z_2) &= \sigma^2 e^{-\left(\frac{z_1 - z_2}{D}\right)^2} \\ g^2 &= D\sigma^2 \cdot \left[z\sqrt{\pi} + D \cdot (e^{-(z/D)^2} - 1) \right] \text{ si } z \gg D. \end{aligned} \quad (2.66)$$

donde la longitud de correlación D , se define como la distancia para la cual $R_f(u)$ ha decrecido hasta una fracción $1/e$ de su valor máximo y σ^2 es la varianza de $f(z)$.

2.4. Respuesta en frecuencia empleando acoplo de modos

Para la determinación de la respuesta en frecuencia del enlace de MMF, se asumirá que la señal moduladora eléctrica está compuesta por un tono de radiofrecuencia, modulado según el índice de modulación m_o dado por una corriente eléctrica (o voltaje):

$$S(t) = S_0 [1 + m_o \cos(\Omega t)] ; \text{ con } m_o \ll 1 \quad (2.67)$$

donde S_0 es proporcional a la potencia óptica media y Ω es la frecuencia angular de la señal moduladora de radiofrecuencia. De la anterior ecuación se tiene para el campo eléctrico

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} [1 + m_o \cos(\Omega t)]^{(1/2)} \quad (2.68)$$

resultando $\sqrt{S(t)}$ una señal periódica con periodo dado por $2\pi/\Omega$; con lo que puede expresarse como su desarrollo en serie de Fourier, [57]

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \sum_{r=0}^{\infty} C_r \cos(r\Omega t). \quad (2.69)$$

Para índices de modulación por debajo del 40 % se tiene que $C_r = 0$ para $r > 1$ y

$$\begin{aligned} C_0 &= 1 \\ C_1 &= \frac{m_o}{4}(1 + j\alpha_c) \end{aligned} \quad (2.70)$$

donde α_c representa el chirp de la fuente óptica (o modulador externo), con lo que tendremos

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \left\{ 1 + \frac{m_o}{8}(1 + j\alpha_c)e^{j\Omega t} + \frac{m_o}{8}(1 + j\alpha_c)e^{-j\Omega t} \right\}. \quad (2.71)$$

Además asumiremos una fuente óptica que presente un espectro de anchura de línea finito (coherencia temporal) con una función de autocorrelación en el dominio temporal dada por una distribución gaussiana

$$R(t' - t'') = e^{-\frac{(t' - t'')^2}{2\sigma_c^2}} \quad (2.72)$$

en la que $\sigma_c \approx 1/(\sqrt{2}\Delta\nu)$ es el valor cuadrático medio (RMS, *Root Mean Square*) o eficaz del tiempo de coherencia de la fuente y $\Delta\nu$ es la anchura de línea RMS de la fuente en ausencia de modulación.

A la hora de obtener la expresión final de la potencia total recibida en el enlace de fibra óptica multimodo, debe tenerse en consideración el factor degenerativo $2m$ de cada grupo modal, tal y como se presentó previamente en [28]. De este modo, la potencia total recibida se obtiene a partir de la potencia media por modo para cada grupo modal, como

$$P(t) = \sum_{m=1}^M P_m(t) = \sum_{m=1}^M 2m\bar{P}_m(t) \quad (2.73)$$

donde $P_m(t)$ es la distribución total de potencia correspondiente al grupo modal m -ésimo. Puesto que hemos definido la constante de propagación y el resto de parámetros modo-dependientes en función del número de grupo modal m , podemos asumir a partir de ahora que las expresiones genéricas relativas a los núcleos para los casos de ausencia y presencia de acoplo intermodal, respectivamente ecuaciones (2.40) y (2.42), se refieren a la suma de la potencia media por modo en cada grupo modal. Así pues, a partir de ahora se hará referencia a los grupos modales implicados con los índices m, n, m' y n' en lugar de con los índices relativos a los modos μ, ν, μ' y ν' , respectivamente.

2.4.1. Dispersión cromática de segundo y tercer orden no nulas

Tal y como ya se ha apuntado anteriormente, la potencia recibida puede desglosarse en dos sumandos, según se esté analizando la propagación en ausencia, $P^U(t)$, o en presencia, $P^C(t)$, de acoplo entre modos:

$$P(t) = P^U(t) + P^C(t). \quad (2.74)$$

Asimismo, si nuestro objetivo es el cálculo de la respuesta en frecuencia, sólo resultará de interés la contribución de potencia a la frecuencia Ω del tono fundamental de la señal moduladora eléctrica correspondiente sólo a una de las dos bandas laterales que resultan del producto $\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')}$ en las ecuaciones (2.39) y (2.41). Sin embargo, si se busca analizar la distorsión no lineal con la frecuencia moduladora Ω producida en nuestro enlace, deberán tenerse en consideración todos los términos que resulten de dicho producto. A tal fin, en la sección 3.2 del capítulo 3 de esta tesis se analizará tanto el efecto de la distorsión armónica como el de los productos de intermodulación al trabajar con una señal moduladora compuesta por varios tonos de radiofrecuencia.

Cabe destacar que la potencia recibida a la frecuencia moduladora Ω se compone a su vez de un término lineal con la señal eléctrica de entrada en el que la potencia recibida puede expresarse como la suma de las potencias recibidas por cada uno de los grupos modales por separado, que proporcionará la función de transferencia; y otro término no lineal con la señal moduladora que contribuirá al fenómeno de interferencia modal, tal que:

$$\begin{aligned} P^U(t) &= P_L^U(t) + P_{NL}^U(t) \\ P^C(t) &= P_L^C(t) + P_{NL}^C(t) \end{aligned} \quad (2.75)$$

En primer lugar, hallaremos la potencia recibida en ausencia de acoplo intermodal. Insertando (2.40) en la expresión para $P^U(t)$ (2.39) y teniendo en cuenta el factor degenerativo $2m$, se obtiene:

$$\begin{aligned} P^U(t) &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M 2m C_{mn} D_{mn} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} \cdot R(t', t'') \cdot \\ &\quad \cdot h_{mm}^*(t-t') h_{nn}(t-t'') dt' dt''. \end{aligned} \quad (2.76)$$

Si además nos quedamos con el término en $e^{-j\Omega t}$ resultante del producto $\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')}$, se obtiene

$$\begin{aligned} P^U(t) &= S_0 \frac{m_o}{8} \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M C_{mn} D_{mn} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[(1 - j\alpha_c) e^{-j\Omega t'} + (1 + j\alpha_c) e^{-j\Omega t''} \right] \\ &\quad \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t' - t''}{\sigma_c} \right)^2} \cdot h_{mm}^*(t-t') h_{nn}(t-t'') dt' dt''. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Tras resolver la doble integral de (2.77) para $h_{mm}(t)$ definida según la transformada inversa de Fourier de (2.48), obtenemos la siguiente expresión para $P^U(\Omega)$ en el dominio frecuencial:

$$P^U(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M C_{mn} D_{mn} \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_m^0 - \beta_n^0)z} B_{mn}(\Omega) \quad (2.78)$$

donde se ha introducido un término independiente de los índices de grupo modal m y n :

$$A(\Omega) = e^{-\frac{\Omega^2 \sigma_c^2}{8} \frac{y^2}{1+y^2}} \cdot e^{-\frac{b}{1+y^2}} \cdot (1+y^2)^{-1/4} \cdot e^{-\frac{j \arctan(y)}{2}} \cdot e^{-j \frac{\Omega^2 \sigma_c^2}{24} y \frac{4+y^2}{1+y^2}} \cdot e^{jb \frac{y}{1+y^2}} \quad (2.79)$$

y otro dependiente:

$$B_{mn}(\Omega) = e^{\frac{-(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2} \cdot \frac{1}{1+y^2}} \cdot e^{\frac{-(\tau_m - \tau_n)\Omega\beta_o^2 z}{\sigma_c^2} \cdot \frac{1}{1+y^2}} \cdot e^{\frac{j(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2} \cdot \frac{y}{1+y^2}} \cdot e^{-j(\tau_m - \tau_n) \frac{\Omega\beta_o^2 z}{\sigma_c^2} \cdot \frac{y}{1+y^2}} \cdot e^{-j\Omega \frac{\tau_m + \tau_n}{2}} \cdot \cos \left[a_{mn} - \arctan(\alpha_c) - \Omega \frac{(\tau_m - \tau_n)}{2} \right] \quad (2.80)$$

siendo

$$y = \frac{\Omega\beta_o^3 z}{\sigma_c^2}, \quad (2.81)$$

$$b = \frac{(\Omega\beta_o^2 z)^2}{2\sigma_c^2} \quad (2.82)$$

y

$$a_{mn} = \frac{1}{1+jy} \cdot \left[\frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} + j \frac{\Omega(\tau_m - \tau_n)y}{2} \right]. \quad (2.83)$$

Se ha considerado que tanto el parámetro de dispersión de segundo orden β_m^2 , como el parámetro de dispersión de tercer orden β_m^3 , tienen el mismo valor para todos los grupos modales propagados por la fibra multimodo, $\beta_m^2 \approx \beta_o^2$ y $\beta_m^3 \approx \beta_o^3 \forall m$, respectivamente.

El término lineal con la señal de entrada $P_L^U(\Omega)$ se obtiene igualando los subíndices correspondientes a los grupos modales m y n en la expresión global de

$P^U(\Omega)$, ecuación (2.78); mientras que la contribución no lineal corresponde al caso $m \neq n$. Veamos pues la expresión para $P_L^U(\Omega)$

$$P_L^U(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m C_{mm} D_{mm} e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m} \cos \left[\frac{1}{1 + jy} \cdot \frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} - \arctan(\alpha_c) \right] \quad (2.84)$$

De igual modo, la contribución de potencia al considerar acoplo intermodal viene dada al introducir (2.41) en la expresión para $P^C(t)$ (2.40). Teniendo en cuenta el factor degenerativo $2m$, obtenemos

$$P^C(t) = g^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} R(t', t''). \quad (2.85)$$

$$\sum_{m=1}^M \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M \sum_{m'=1}^M \sum_{\substack{n'=1 \\ n' \neq m'}}^M 2m C_{mm'} D_{nn'} \hat{K}_{mn}^* \hat{K}_{m'n'} \Phi_{mn}^*(t-t') \Phi_{m'n'}(t-t'') dt' dt''.$$

Según el valor de $\Phi_{mn}(t)$, dado por la transformada inversa de Fourier de (2.50), el producto

$$\Phi_{mn}^*(t-t') \Phi_{m'n'}(t-t'') \quad (2.86)$$

resulta en una suma de cuatro términos, que contendrán cada uno una parte lineal y otra no lineal con la señal de entrada, al igual que ocurría para el supuesto de ausencia de acoplo de modos. Para la obtención de la respuesta a la frecuencia moduladora Ω , se escogerá nuevamente la banda lateral en $e^{-j\Omega t}$. Resolviendo cada una de las dobles integrales asociadas a cada uno de los cuatro términos producidos por (2.85), con el mismo procedimiento que el seguido para la resolución de $P^U(\Omega)$, se obtiene finalmente:

$$P^C(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M G_{mn} \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_n^0 - \beta_m^0)z} B_{mn}(\Omega) \quad (2.87)$$

expresión idéntica a $P^U(\Omega)$ (2.78), salvo por la introducción del coeficiente de acoplo intermodal G_{mn} definido como:

$$G_{mn} = g^2 \sum_{m'=1}^M \sum_{\substack{n'=1 \\ n' \neq m'}}^M [\psi_{mn}(m', n') + \psi_{m'n'}(m, m) - \psi_{m'n}(m, n') - \psi_{mn'}(m', n)] \quad (2.88)$$

donde el coeficiente g^2 fue introducido en (2.43) y

$$\psi_{mn}(r, s) = \begin{cases} \frac{C_{mn}D_{rs}\hat{K}_{mr}^*\hat{K}_{ns}}{f_{mr}^*f_{ns}} & m \neq r \text{ y } n \neq s \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.89)$$

con

$$f_{mr} = (\alpha_m^0 - \alpha_r^0 + j(\beta_m^0 - \beta_r^0)) \cdot z. \quad (2.90)$$

El término lineal con la señal moduladora de entrada, $P_L^C(\Omega)$, se obtiene del mismo modo que la potencia no acoplada igualando los subíndices de los grupos modales m y n en (2.87):

$$P_L^C(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M G_{mm} e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m} \cos \left[\frac{1}{1 + jy} \cdot \frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} - \arctan(\alpha_c) \right]. \quad (2.91)$$

Agrupando la contribución en ausencia (2.78) y en presencia (2.87) de acoplo intermodal obtenemos la siguiente expresión para la potencia total recibida en el dominio de la frecuencia

$$P(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M (C_{mn} D_{mn} + G_{mn}) \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_n^0 - \beta_m^0)z} B_{mn}(\Omega). \quad (2.92)$$

Llegados a este punto, cabe destacar que si suponemos un fotodetector capaz de recoger toda la luz incidente, así como una fuente óptica con una distribución espacial de intensidad uniforme, es decir,

$$D_{rs} = \delta_{rs} \quad (2.93)$$

y

$$C_{rs} = C_{rr} \delta_{rs} \quad (2.94)$$

respectivamente, la potencia recibida en ausencia de acoplo intermodal queda simplificada a

$$P^U(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m C_{mm} e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m} \cos \left[\frac{1}{1 + jy} \cdot \frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} - \arctan(\alpha_c) \right], \quad (2.95)$$

es decir, la contribución no lineal de la potencia no acoplada, $P_{NL}^U(\Omega)$, se anula. Sin embargo en el caso de presencia de acoplo intermodal, siguen produciéndose tanto la contribución lineal, como la no lineal para $m \neq n$, quedando el coeficiente de acoplo intermodal (2.88) notablemente simplificado a

$$G_{mm} = g^2 \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M [\psi_{mm}(m', m') + \psi_{m'm'}(m, m)] \quad (2.96)$$

para la contribución acoplada lineal $P_L^C(\Omega)$ y

$$G_{nn} = -g^2 [\psi_{nn}(n, n) + \psi_{nn}(m, m)] \quad (2.97)$$

para la contribución acoplada no lineal $P_{NL}^C(\Omega)$.

Además de dicha presunción, si adoptamos las mismas reglas de selección entre grupos modales adyacentes propuestas en [26,28], la simplificación resulta aún mayor pues $n = m \pm 1$.

Finalmente, si comparamos la potencia recibida lineal, $P_L(\Omega) = P_L^U(\Omega) + P_L^C(\Omega)$, con una de las bandas laterales de la señal moduladora $S(\Omega)$

$$S(\Omega) = S_0 \frac{m_o}{4} \quad (2.98)$$

llegamos a la expresión final para la función de transferencia de radiofrecuencia

$$H(\Omega) = \frac{P_L(\Omega)}{S(\Omega)} \quad (2.99)$$

obteniéndose para el caso genérico de dispersión cromática de segundo y tercer orden no nulas, $\beta_o^2 \neq 0$ y $\beta_o^3 \neq 0$:

$$H(\Omega) = \sqrt{1 + \alpha_c^2} A(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m (C_{mm} D_{mm} + G_{mm}) \cdot e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m} \cos \left[\frac{1}{1 + jy} \cdot \frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} - \arctan(\alpha_c) \right]. \quad (2.100)$$

La contribución de potencia no lineal, $P_{NL}(\Omega) = P_{NL}^U(\Omega) + P_{NL}^C(\Omega)$, que contribuye a la respuesta a la frecuencia del tono de entrada de RF, será evaluada, junto al fenómeno de distorsión armónica e intermodulación, en la sección 3.2 del capítulo 3 de esta tesis.

La ecuación (2.100) se convierte en el resultado central de este capítulo puesto que proviene una descripción muy amplia de los principales factores que afectan a la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de fibra multimodo. Para poder interpretar mejor el significado físico de dicha expresión, analizaremos a continuación algunas particularizaciones de la función de transferencia según las condiciones del fenómeno de dispersión cromática producido en la fibra óptica multimodo.

2.4.2. Dispersión cromática despreciable

Si suponemos que la constante de propagación $\beta_\mu(\omega)$ asociada al modo μ -ésimo puede describirse adecuadamente mediante su aproximación por su serie de Taylor de orden uno:

$$\beta_\mu(\omega) \approx \beta_\mu^0 + \beta_\mu^1(\omega - \omega_0), \quad (2.101)$$

obtendremos la expresión de la potencia total recibida en el dominio de la frecuencia para el caso de dispersión cromática despreciable:

$$P_1(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M (C_{mn} D_{mn} + G_{mn}) \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_n^0 - \beta_m^0)z} B_{1_{mn}}(\Omega) \quad (2.102)$$

siendo

$$B_{1_{mn}}(\Omega) = e^{\frac{-(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2}} \cdot e^{-j\Omega \frac{\tau_m + \tau_n}{2}} \cdot \cos \left[\arctan(\alpha_c) + \Omega \frac{(\tau_m - \tau_n)}{2} \right] \quad (2.103)$$

mientras que la contribución lineal con la señal de entrada dará lugar a la función de transferencia

$$H_1(\Omega) = \sum_{m=1}^M 2m (C_{mm} D_{mm} + G_{mm}) \cdot e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m}. \quad (2.104)$$

Observamos que en $H_1(\Omega)$ sólo disponemos del último término de la expresión para la función de transferencia dada en (2.100), es decir, del sumatorio para los M grupos modales propagados. Así pues, $H_1(\Omega)$ representa únicamente un efecto de filtrado fotónico transversal de microondas [58], en el que cada muestra corresponde al grupo modal m -ésimo transportado por la fibra multimodo. Cada una de las muestras vendrá retrasada en el tiempo por una cantidad τ_m [27], que corresponde al retardo de grupo del grupo modal m -ésimo y tiene una amplitud que depende de la atenuación modal α_m^0 [27], así como de la suma del coeficiente de inyección de modos C_{mm} y del coeficiente de acoplo intermodal G_{mm} .

2.4.3. Dispersión cromática de segundo orden

Para la mayoría de las longitudes de onda ópticas, se logra una descripción adecuada de la dispersión cromática mediante la descripción de la segunda derivada de la constante de propagación, β_0^2 . Dicha aproximación resulta válida para la mayoría de sistemas ópticos que trabajen en la primera ventana (longitudes de onda cercanas

a 850 nm) y en la tercera ventana de transmisión (longitudes de onda cercanas a 1550 nm) con fibras ópticas estándares o bien con fibras de dispersión desplazada no nula, siempre que $\beta_0^2 \gg \beta_0^3$, [5]. Sin embargo, para el caso de sistemas ópticos que operen en la segunda ventana de transmisión (longitudes de onda cercanas a 1310 nm) la constante de propagación debe aproximarse por su serie de Taylor de orden tres, puesto que $\beta_0^2 \ll \beta_0^3$, caso que será debidamente analizado en la siguiente sección.

Si asumimos pues una dispersión cromática de tercer orden despreciable, $\beta_\mu^3 \approx 0$ para el modo propagado μ -ésimo, podemos analizar la respuesta en frecuencia aproximando la constante de propagación por su serie Taylor de segundo orden

$$\beta_\mu(\omega) \approx \beta_\mu^0 + \beta_\mu^1(\omega - \omega_o) + \frac{1}{2}\beta_\mu^2(\omega - \omega_o)^2 \quad (2.105)$$

con lo que la expresión de la potencia recibida total resulta en este caso

$$P_2(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A_2(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M (C_{mn} D_{mn} + G_{mn}) \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_n^0 - \beta_m^0)z} B_{2_{mn}}(\Omega) \quad (2.106)$$

siendo

$$A_2(\Omega) = e^{-\frac{(\Omega \beta_o^2 z)^2}{2\sigma_c^2}} \quad (2.107)$$

y

$$B_{2_{mn}}(\Omega) = e^{-\frac{(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2}} \cdot e^{-\frac{(\tau_m - \tau_n)\Omega \beta_o^2 z}{\sigma_c^2}} \cdot e^{-j\Omega \frac{\tau_m + \tau_n}{2}} \cdot \cos \left[\frac{\Omega^2 \beta_o^2 z}{2} - \arctan(\alpha_c) - \Omega \frac{(\tau_m - \tau_n)}{2} \right] \quad (2.108)$$

donde la segunda derivada de la constante de propagación se ha tomado con el mismo valor para cada uno de los grupos modales, $\beta_m^2 \approx \beta_0^2, \forall m$. Para el caso de respuesta lineal con la señal de entrada, se obtiene la siguiente expresión para la función de transferencia, [46]:

$$H_2(\Omega) = \sqrt{1 + \alpha_c^2} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\beta_o^2 z \Omega}{\sigma_c} \right)^2} \cos \left(\frac{\beta_o^2 z \Omega^2}{2} + \arctan(\alpha_c) \right) \cdot \sum_{m=1}^M 2m (C_{mm} D_{mm} + G_{mm}) e^{-2\alpha_m^0 z} e^{-j\Omega \tau_m}. \quad (2.109)$$

La ecuación (2.109) resulta de gran importancia pues proporciona una sencilla descripción de los principales factores que afectan a la respuesta en radiofrecuencia

de un enlace de fibra multimodo asumiendo dispersión cromática de tercer orden despreciable, caso bastante común en las MMF a estudiar. Tal y como puede observarse, corresponde al producto de tres términos bien diferenciados, donde los dos primeros son la consecuencia directa de la dispersión cromática de segundo orden. Conforme van apareciendo de izquierda a derecha en (2.109), observamos que el primer término es un término de respuesta en frecuencia paso bajo que depende en primer lugar del tiempo de coherencia de la fuente óptica, $\sigma_c \approx 1/(\sqrt{2}\Delta\nu)$, inversamente relacionado con la anchura de línea $\Delta\nu$ y, en segundo lugar, del parámetro de dispersión cromática de la fibra β_0^2 , que se ha considerado constante para todos los modos guiados por la fibra. Por lo tanto, este término pone de manifiesto que para poder transmitir a frecuencias alejadas de banda base, deberán emplearse fuentes caracterizadas por anchuras de línea estrechas.

El segundo término es el conocido efecto de desvanecimiento o supresión de portadora (*Carrier Suppression Effect*, CSE), también presente en la función de transferencia de RF de enlaces analógicos monomodo. El CSE aparece al transmitir una señal de radiofrecuencia modulada sobre una portadora óptica a través de una fibra dispersiva, $\beta_0^2 \neq 0$, que provocará que cada una de las dos bandas laterales de modulación sufra un retardo distinto. El resultado final es un desvanecimiento de la señal de RF, tal y como se analizará en la sección 2.5 de este capítulo, que se produce para ciertos valores de Ω , [59]. Dado que el retardo introducido por la dispersión cromática de la fibra es dependiente de la frecuencia, existen determinadas frecuencias y distancias para las cuales se produce la cancelación de la subportadora (desfase de 180 grados entre ambas bandas). Para la aplicación de técnicas de multiplexación por subportadora (SCM), debe asegurarse que las frecuencias de las subportadoras para la longitud del enlace deseada no correspondan con los nulos en frecuencia Ω_k provocados por el CSE:

$$\Omega_k = \sqrt{\frac{(2k+1)\pi}{\beta_0^2 z}}. \quad (2.110)$$

Por último destacar que el tercer término corresponde al efecto de filtrado fotónico transversal de microondas que encontrábamos en (2.104) para el caso de dispersión cromática despreciable.

2.4.4. Dispersión cromática de tercer orden

Aunque en la mayoría de los casos, la segunda derivada β_0^2 es suficiente para analizar la dispersión cromática; si se trabaja con enlaces ópticos que operen en regiones de longitud de onda óptica alrededor de los 1300 nm para fibras de sílice, la segunda derivada de la constante de propagación se encuentra cerca de su valor nulo, es decir, se puede considerar como despreciable, $\beta_0^2 \approx 0$. En este caso, es necesario considerar la tercera derivada de la constante de propagación β_0^3 para obtener una descripción precisa de la respuesta en frecuencia del enlace de MMF.

Bajo estas condiciones, se obtiene la siguiente expresión para la potencia total recibida

$$P_3(\Omega) = S_0 \frac{m_o \pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} A_3(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M (C_{mn} D_{mn} + G_{mn}) \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} e^{-j(\beta_n^0 - \beta_m^0)z} B_{3mn}(\Omega) \quad (2.111)$$

donde

$$A_3(\Omega) = e^{-\frac{\Omega^2 \sigma_c^2}{8} \frac{y^2}{1+y^2}} \cdot (1+y^2)^{-1/4} \cdot e^{-\frac{j \arctan(y)}{2}} \cdot e^{-j \frac{\Omega^2 \sigma_c^2}{24} y \frac{4+y^2}{1+y^2}} \quad (2.112)$$

y

$$B_{3mn}(\Omega) = e^{\frac{-(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2} \cdot \frac{1}{1+y^2}} \cdot e^{\frac{j(\tau_m - \tau_n)^2}{2\sigma_c^2} \frac{y}{1+y^2}} \cdot e^{-j\Omega \frac{\tau_m + \tau_n}{2}} \cdot \cos \left[a_{3mn} - \arctan(\alpha_c) - \Omega \frac{(\tau_m - \tau_n)}{2} \right] \quad (2.113)$$

siendo

$$y = \frac{\Omega \beta_o^3 z}{\sigma_c^2} \quad (2.114)$$

$$a_{3mn} = \frac{1}{1+jy} \cdot j \frac{\Omega(\tau_m - \tau_n)y}{2} \quad (2.115)$$

mientras que la función de transferencia vendrá dada por, [60]

$$H_3(\Omega) = \sqrt{1 + \alpha_c^2} A_3(\Omega) \sum_{m=1}^M 2m (C_{mm} D_{mm} + G_{mm}) \cdot e^{-2\alpha_m^0 z} \cdot e^{-j\Omega \tau_m} \quad (2.116)$$

Con el fin de evaluar la función de transferencia $H_3(\Omega)$, ecuación (2.116), se llevará a cabo un análisis comparativo con la función de transferencia en ausencia de dispersión cromática de tercer orden $H_2(\Omega)$, (2.109). Si nos concentramos únicamente en el módulo de $H_3(\Omega)$, se puede apreciar que los dos primeros términos introducen un efecto paso-bajo similar al descrito para la respuesta $H_2(\Omega)$, destacando que el segundo término provoca un efecto más acusado que el término exponencial.

Uno de los fenómenos más interesantes que puede observarse claramente es la ausencia del efecto de supresión de portadora en $H_3(\Omega)$. Para analizar cualitativamente dicho comportamiento, estudiaremos la dependencia del retardo de grupo por unidad de longitud τ_g con la frecuencia angular óptica ω :

$$\tau_g(\omega) = \frac{d\beta(\omega)}{d(\omega)} = \beta_0^1 + \beta_0^2(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_0^3(\omega - \omega_0)^2. \quad (2.117)$$

Si se trabaja en frecuencias alejadas del punto de dispersión cero, tal que $\beta_0^2 \gg \beta_0^3$, la dependencia del retardo de grupo con la frecuencia angular en el entorno de la frecuencia angular central ω_0 resultará tal y como se ilustra en la figura 2.3, donde se observa que cada una de las dos bandas laterales de modulación sufre un retardo de grupo distinto, $\tau_g(\omega_0 - \Omega)$ y $\tau_g(\omega_0 + \Omega)$, de modo que se producirá una interferencia entre las bandas laterales al realizarse el proceso de fotodetección, hecho que se manifiesta en la expresión de $H_2(\Omega)$ (2.109) como el efecto de supresión de portadora.

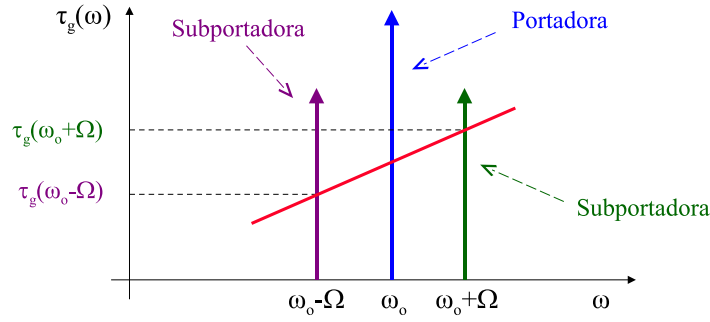


Figura 2.3: Dependencia del retardo de grupo con la frecuencia lejos del punto de dispersión cero

Sin embargo, como puede observarse en la figura 2.4, para el caso de frecuencias ópticas de dispersión cero, $\beta_0^2 \approx 0$, cada una de las bandas laterales experimentará el mismo valor de retardo de grupo.

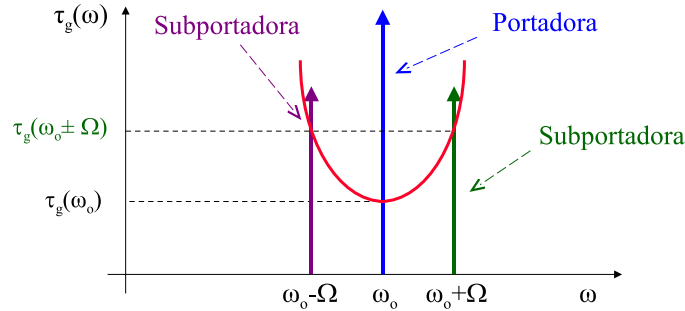


Figura 2.4: Dependencia del retardo de grupo con la frecuencia en el punto de dispersión cero

Por otro lado cabe destacar, tal y como cabía esperar, que la respuesta del

enlace óptico viene en ambos casos de dispersión material caracterizada exactamente por el mismo efecto de filtrado transversal fotónico de microondas. Finalmente, notemos que el primer término de la respuesta $H_3(\Omega)$, (2.116) es idéntico al primer término de la respuesta en banda base presentada en [51] para fibras monomodo.

2.5. Simulación de la respuesta en frecuencia lineal

2.5.1. Dispersión cromática de segundo orden

Debido a que en gran parte de los casos, siempre que no se trabaja cerca de la longitud de onda óptica de mínima dispersión, la segunda derivada de la constante de propagación es suficiente para analizar la dispersión cromática, analizaremos la función de transferencia del enlace de MMF suponiendo únicamente dispersión cromática de segundo orden $H_2(\Omega)$ [46], dada por la expresión (2.109).

2.5.1.1. Validación del modelo

La descripción suministrada por la ecuación (2.109) para dispersión cromática de segundo orden es muy completa e incluye los efectos de un número considerable de parámetros, incluyendo la coherencia espacial y temporal de la fuente, el chirp de la fuente, la dispersión cromática, la dispersión intermodal, el acoplamiento entre modos, el acoplo de señal al inicio de la fibra, el acoplo entre la señal de salida de la fibra y el área del detector y la atenuación diferencial modal. Tras la larga derivación que implica la obtención de la ecuación (2.109) en este caso y la simplicidad de la expresión final, cabe cuestionarse la validez de nuestros resultados. Con el objetivo de ofrecer una validación a nuestro modelo de propagación, se procederá a continuación a estudiar las características dispersivas de una Fibra Óptica de Plástico (POF) con las mismas características que la analizada por Yabre, [29], mediante las ecuaciones de flujo de potencia. La fibra es de índice de refracción gradual, con un núcleo de $GeO_2 - F - SiO_2$ y diámetro $80 \mu m$ y una cubierta de $F - SiO_2$ y diámetro $125 \mu m$. Ambas regiones fueron uniformemente dopadas con flúor (0.04 mol-%). El centro del núcleo presenta un 13.5 mol-% de germanio que decrece gradualmente en la dirección lateral para formar el gradiente deseado.

Los índices de refracción fueron aproximados mediante una función de Sellmeier de tres términos para una longitud de onda de 1300 nm. Las pérdidas modales producidas en la fibra fueron simuladas según Ref [29]. Los parámetros relativos a las pérdidas distribuidas fueron ajustados a los de [29], $\rho = 9$, $\eta = 7.35$ y una atenuación intrínseca de 0.55 dB/km. El coeficiente G_{mm} fue obtenido asumiendo un proceso aleatorio de acoplamiento definido por una función de autocorrelación gaussiana, [27], con una desviación RMS de $\sigma = 0.0009 m$ y una longitud de correlación de $D = 90 \cdot a$, siendo a el radio del núcleo de la fibra. Se ha asumido una excitación uniforme de los modos al inicio de la fibra, con lo que el coeficiente de inyección fue ajustado a $C_{mm} = 1/M$, siendo M el número total de grupos modales propagados por la fibra. La anchura de línea RMS de la fuente en ausencia de modulación seleccionada fue de 10 MHz y su parámetro chirp cero.

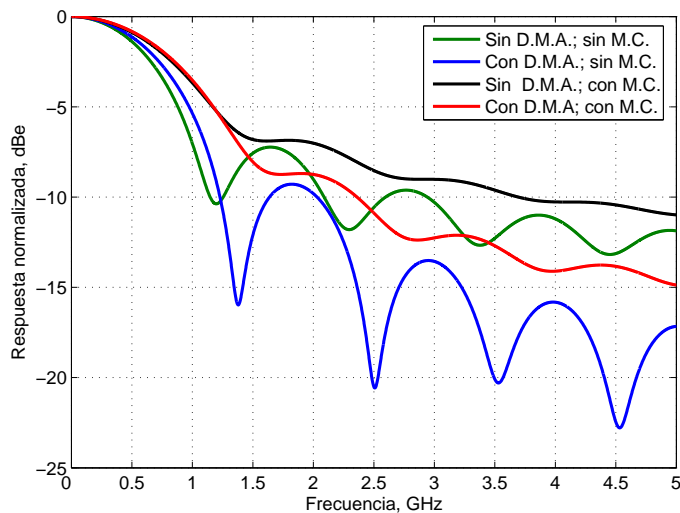


Figura 2.5: Efecto del acoplo intermodal (MC) y atenuación modal diferencial (DMA)

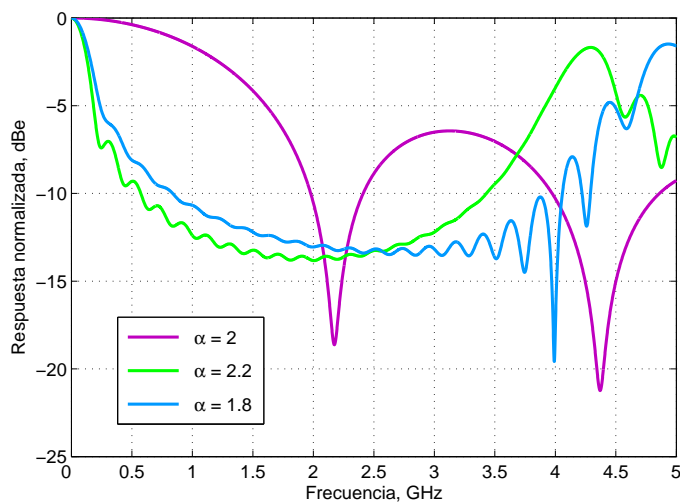


Figura 2.6: Influencia del exponente de índice gradual

En primer lugar, procedimos a evaluar la influencia del acoplo de modos en ausencia y en presencia de la atenuación diferencial modal. En la figura 2.5 se ilustran las respuestas en frecuencia simuladas para un enlace de fibra multimodo de longitud 2014 metros y un exponente de índice gradual $\alpha = 2.02$.

Nuestras simulaciones concuerdan perfectamente con los resultados presenta-

dos por Yabre (ver Fig. 7 de [29]). Por ejemplo, se puede apreciar claramente que el efecto de filtrado provocado por la atenuación modal diferencial (DMA) se suaviza en presencia del fenómeno de acoplamiento entre modos. Además, se observa que, conforme se intensifica el efecto del acoplamiento intermodal, el ancho de banda de radiofrecuencia aumenta, mientras que el DMA no tiene mucho efecto por sí solo.

La influencia del exponente de índice gradual α sobre la función de transferencia se muestra en la figura 2.6, en ausencia de los efectos de la atenuación modal y del acoplo entre modos. Se han llevado a cabo las simulaciones para los mismos exponentes α que los empleados en [29], $\alpha = 2$, $\alpha = 2.2$ y $\alpha = 1.8$. Los resultados ilustrados indican un comportamiento en frecuencia similar a los presentados por Yabre (ver Fig. 4 de [29]), excepto para los casos de $\alpha = 2.2$ y $\alpha = 1.8$, para los cuales nuestras simulaciones ilustran las primeras resonancias del efecto de filtrado transversal a una frecuencia de 4.29 GHz para $\alpha = 2.2$ y 4.93 GHz para $\alpha = 1.8$.

Finalmente, y en adición a la comparativa en este punto presentada, cabe destacar que la ecuación (2.109) resulta ser extremadamente similar a la derivada en [[61], Eq.(23)] para la función de transferencia RF de una fibra monomodo alimentada por un láser multimodo.

Con todo ello podemos confiar en la validez de la ecuación (2.109).

2.5.1.2. Aplicación a sistemas radio sobre fibra

La expresión presentada en la ecuación (2.109) para dispersión cromática de tercer orden despreciable puede emplearse para investigar el potencial de sistemas de radio sobre fibra (ROF) que empleen fibra multimodo y descubrir nuevas características, tal y como se mostrará en este punto, especialmente en regiones de radiofrecuencia alejadas de banda base. Tal y como se ha mostrado anteriormente, según la ecuación (2.109), una fibra multimodo se comporta como un filtro transversal cuyos coeficientes dependen del coeficiente de inyección C_{mm} y del coeficiente de acoplo modal G_{mm} . Puesto que los filtros transversales son periódicos en frecuencia, en principio debería ser posible considerar el uso de las resonancias de orden superior situadas lejos de banda base para transportar señales de radiofrecuencia. Por lo tanto, en este apartado analizaremos si es posible valerse del ancho de banda a -3 dB de las resonancias de orden superior.

Con este propósito, hemos evaluado tanto el efecto de la anchura de línea de la fuente como el efecto de supresión de portadora para una fibra multimodo de índice gradual de sílice con un núcleo de dióxido de sílice, SiO_2 , dopado con un 6.3 mol-% de dióxido de germanio, GeO_2 , de diámetro $62.5 \mu m$ y una cubierta de SiO_2 con un diámetro de $125 \mu m$. En toda la serie de simulaciones que se presentarán en esta sección han sido tenidos en cuenta tanto el fenómeno de acoplamiento entre modos como la atenuación diferencial. Los parámetros relativos a las pérdidas distribuidas fueron mantenidos con el valor empleado en [29], $\rho = 9$, $\eta = 7.35$ y una atenuación intrínseca de 0.55 dB/km. El coeficiente de acoplo se obtuvo considerando un proceso aleatorio definido por una función de autocorrelación gaussiana, [27]. Se ha asumido un parámetro de dispersión cromática $D = 3.5 \text{ ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$, que conlleva que $\beta_0^2 = -3.824 \text{ ps}^2/\text{km}$, valor típico de la región de transmisión a segunda ventana fuera de la longitud de onda mínima dispersión.

Gracias a las posibilidades que ofrece nuestro modelo de propagación, podemos analizar la influencia de diversas distribuciones de los coeficientes de inyección de modos C_{mm} , aplicando técnicas de excitación selectiva, bien se trate de excitación centrada en los modos de orden inferior ($m=1$) o desplazada a modos de mayor orden. Dicho análisis será llevado a cabo en el apartado “Condiciones de excitación modal” de esta sección. Se asumirá una inyección de modos uniforme en todas las simulaciones, anteriores a dicho punto, que se mostrarán a continuación, de modo que el coeficiente de inyección de luz se toma como $C_{mm} = 1/M$, siendo M el número total de grupos modales.

Efecto de la anchura de línea de la fuente óptica

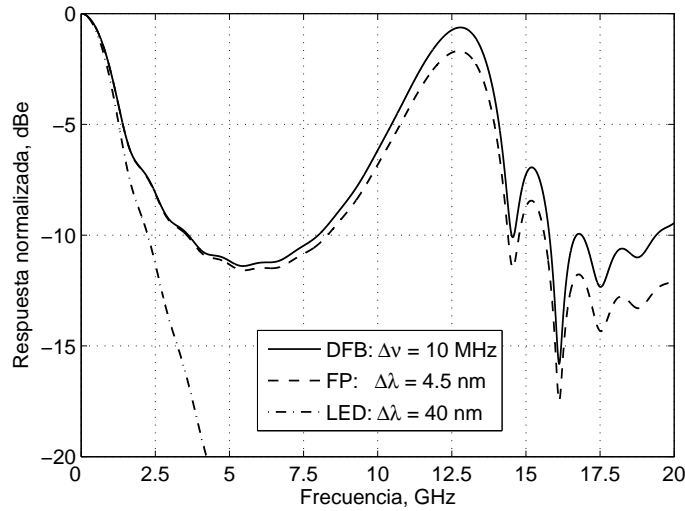


Figura 2.7: Influencia de la coherencia temporal de la fuente óptica

En la figura 2.7 se presenta el efecto de la anchura de línea de la fuente óptica para una fibra de longitud 2014 m y una fuente de chirp nulo. En este caso, se ha trabajado con un gradiente del núcleo parabólico, es decir, $\alpha = 2$. La desviación RMS de la función de autocorrelación que describe el acoplamiento intermodal fue ajustada a $\sigma = 0.001$ m mientras que la longitud de correlación fue elegida $D = 140 \cdot a$, tal que se logre el valor máximo del coeficiente de acoplo intermodal G_{mm} .

La respuesta en frecuencia del enlace multimodo ha sido ilustrada para un láser de realimentación distribuida (DFB) con una anchura de línea de $\Delta\nu = 10$ MHz, para un láser multimodo Fabry Perot (FP) con $\Delta\lambda = 4.5$ nm y una fuente ancha LED con $\Delta\lambda = 40$ nm. Tal y como puede observarse, se obtiene una segunda resonancia situada en 12.75 GHz, caracterizada por un ancho de banda a -3 dB de 3.6 GHz en el caso de la fuente DFB y de 3.3 GHz si se emplea una fuente FP, debido al efecto de filtrado transversal, mientras que no existe ninguna resonancia en el caso de la fuente ancha tipo LED. Este fenómeno es debido a que, en este último caso, el término paso bajo de la ecuación (2.109) domina sobre los otros dos. Por lo tanto, podemos concluir que es necesario recurrir a fuentes con anchos de línea estrechos

si se pretende explotar la posibilidad de transmitir señales de banda ancha a altas frecuencias mediante enlaces de fibra multimodo, tal y como había sido presentado en [16].

Estudio del efecto de supresión de portadora

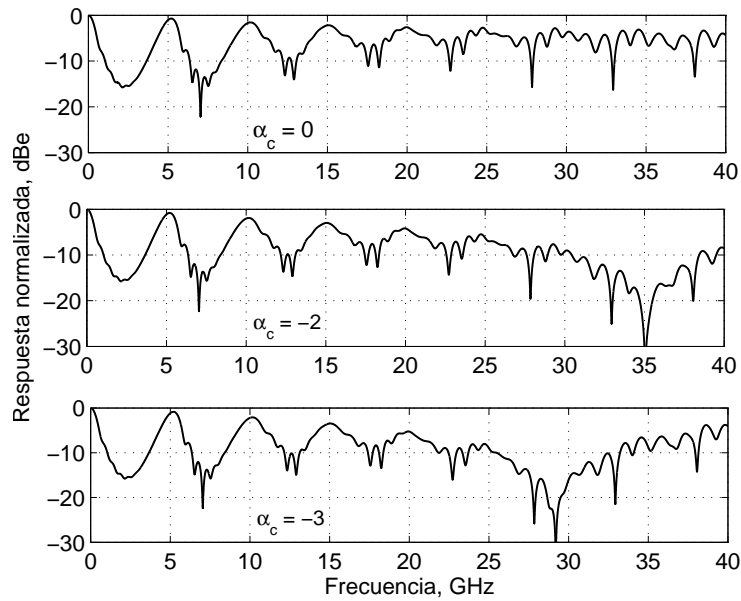


Figura 2.8: Efecto supresión de portadora para distintos valores de chirp

La ecuación (2.109) anticipa la posibilidad de obtener regiones espectrales de radiofrecuencia alejadas de banda base donde sea posible la transmisión de señales analógicas para distancias de medio alcance. Así pues, en la figura 2.8 se presenta una respuesta en frecuencia para un enlace de fibra multimodo de 5 km de longitud con exponente parabólico, desde banda base hasta una frecuencia de 40 GHz. Se ha asumido una fuente láser del tipo DFB con una anchura de línea de 10 MHz, representando tres valores distintos correspondientes al chirp de la fuente óptica, $\alpha_c = 0, -2$ y -3 .

Cabe mencionar que el valor RMS de la desviación σ de la función de autocorrelación fue ajustado tal que $\sigma = 0.0015$ m para simulaciones sobre enlaces de 5 km, mientras que se tomaron valores de $\sigma = 0.0022$ m, 0.003 m y 0.0048 m para distancias de 10, 20 y 50 km respectivamente.

La figura 2.8 revela un comportamiento frecuencial muy interesante. Si consideramos el caso representado por la curva superior (correspondiente al caso sin chirp), podemos observar que la razón de contraste entre las resonancias del filtro transversal y los lóbulos secundarios se ve drásticamente reducida según la frecuencia de RF aumenta. Esto es debido al hecho de que la diferencia entre los retardos de

propagación correspondientes a grupos modales adyacentes no permanece constante. En otras palabras, el enlace multimodo se está comportando como un filtro transversal imperfecto, [58]. La implicación práctica que este hecho conlleva radica en que el enlace multimodo es capaz de ofrecer el potencial para la transmisión de banda ancha a frecuencias elevadas. Por ejemplo, para el caso particular representado en la figura 2.8, puede identificarse con facilidad una región de bajas pérdidas para frecuencias superiores a 20 GHz. Por debajo de esta región, sin embargo, también es posible transmitir señales de RF seleccionando las bandas en torno a las frecuencias de resonancia del filtro. De hecho, en este caso, disponemos de bandas centradas en 5, 10 y 15 GHz, ofreciendo cada una de ellas un ancho a -3 dB mínimo de alrededor de 1 GHz.

Las curvas intermedia e inferior de la figura 2.8 ilustran la influencia del efecto de supresión de portadora, que en estos casos, no puede ser ignorado. El primer nulo de la respuesta relativa a $\alpha_c = -2$ viene situado en los 35 GHz, mientras que aparece trasladado hasta los 20 GHz si se varía el chirp a un valor de -3.

La figura 2.9 ilustra la función de transferencia de un enlace multimodo de diferentes longitudes, 10, 20 y 50 km, un perfil de núcleo parabólico y una fuente libre de chirp. El resto de parámetros se ha mantenido con el mismo valor de la última simulación mostrada.

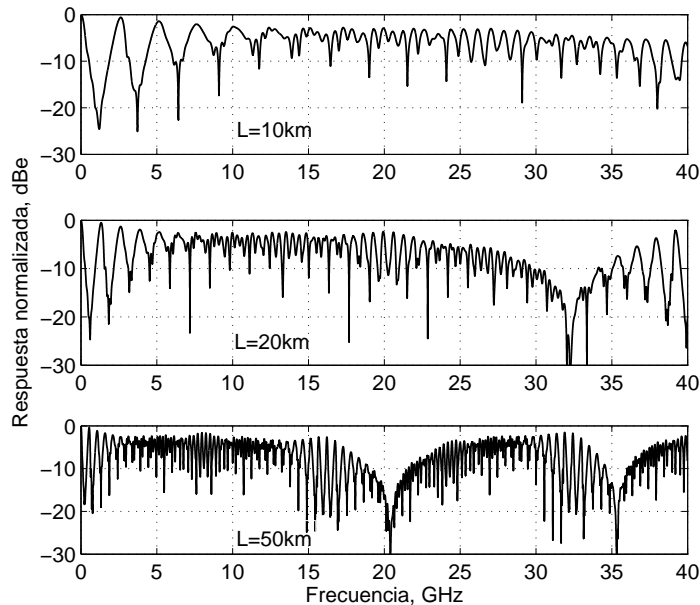


Figura 2.9: Efecto supresión de portadora para distintas longitudes del enlace

Tal y como puede observarse, es posible identificar regiones de transmisión para $L = 10$ km mientras que en el caso de $L = 20$ y 50 km no puede despreciarse el efecto de supresión de portadora (aunque puede ser evitado si se recurre a técnicas de modulación en banda lateral única), así como la presencia de nulos intermedios. Sin embargo, cabe esperar que en la práctica, tal y como de hecho ocurre con los filtros

fotónicos transversales de microondas, las excursiones de los nulos intermedios sean mucho menores que las mostradas a partir de los resultados teóricos. Así pues, aunque sería necesaria una investigación más intensa, se puede augurar que será posible transmitir sobre distancias mayores, explotando el fenómeno de acoplo intermodal de la fibra multimodo.

Efecto del perfil de índice gradual α

El efecto del perfil de índice gradual del núcleo de la fibra α , para distancias de medio alcance, puede apreciarse en la figura 2.10, donde se ha simulado un enlace MMF de 10 km de longitud, considerando una fuente libre de chirp cuyo valor de anchura de línea RMS es de $\Delta\nu = 10$ MHz.

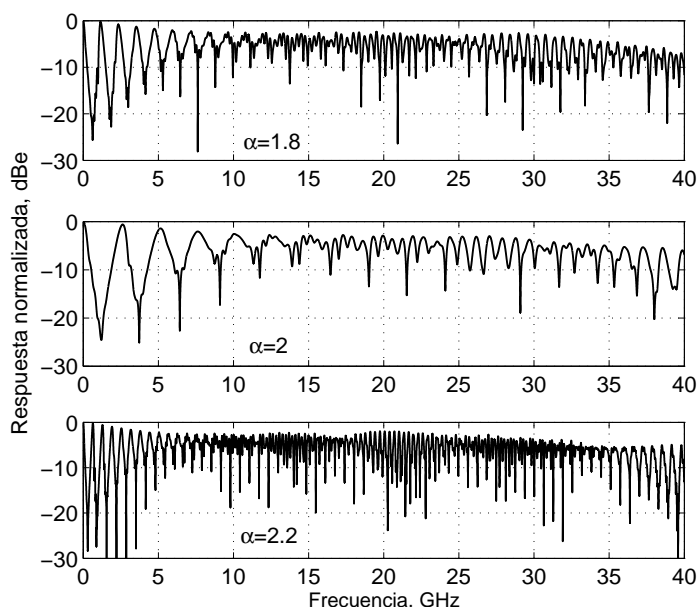


Figura 2.10: Influencia del exponente de índice gradual α para $L = 10$ km

Esta simulación confirma los resultados previamente presentados en la figura 2.6 puesto que el rango espectral libre, y por lo tanto el ancho de banda a -3 dB de las resonancias, es menor para los casos de $\alpha = 2.2$ y $\alpha = 1.8$ que para un perfil parabólico. Dicha reducción es consecuencia del aumento en el valor de la diferencia entre los retardos de grupo modales τ_m definidos en la ecuación (2.55). En conclusión, podemos afirmar que el exponente del perfil del núcleo óptimo corresponde al caso $\alpha = 2$, puesto que ofrece un ancho de banda máximo para cada una de las resonancias del filtro transversal.

Influencia de la función de autocorrelación de acoplo intermodal

En la figura 2.11 se muestra la influencia de la longitud de autocorrelación D de la función de autocorrelación gaussiana relativa al acoplo intermodal para un

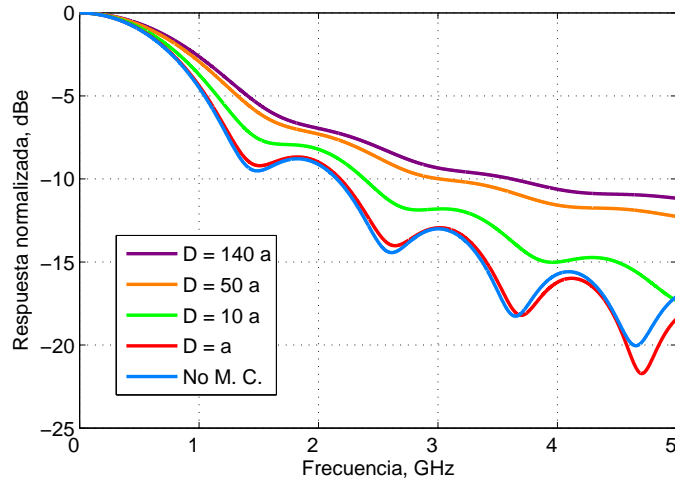


Figura 2.11: Influencia de la longitud de correlación D

valor fijo de la desviación RMS $\sigma = 0.001$ m y un enlace multimodo de 2014 m. El resto de parámetros se mantuvo con el mismo valor empleado en el punto anterior. La serie de simulaciones fue llevada a cabo para el caso de ausencia de acoplo intermodal y para los supuestos $D = 1$, $10 \cdot a$, $50 \cdot a$ y $140 \cdot a$, siendo a el radio del núcleo de la fibra. Tal y como se observa claramente, un aumento en el acoplo entre modos resulta en un aumento del ancho de banda a -3 dB de las resonancias del filtro transversal y, todavía de mayor importancia, en una reducción significativa de los nulos del filtro. El mismo efecto se logró fijando $D = 140 \cdot a$ y aumentando el valor RMS de la desviación según $\sigma = 0.0001$ m, 0.0005 m y 0.001 m.

Influencia de la longitud de onda de la fuente óptica

Finalmente, presentamos la influencia de otro de los parámetros externos a la fibra multimodo, la longitud de onda de emisión de la fuente óptica. En la gráfica 2.12 se ilustran distintas respuestas simuladas para un enlace óptico de MMF de 5 km de longitud y perfil parabólico, donde la longitud de onda varía entre los valores $\lambda = 1300$, 1320 y 1350 nm. Se observa claramente que la separación entre las resonancias de la respuesta disminuye según aumenta la longitud de onda de emisión. Así pues, se concluye que es posible lograr una sintonización de los picos de resonancia simplemente sintonizando la longitud de onda del láser, puesto que se logra así variar el rango espectral libre (FSR) del filtro transversal.

Condiciones de excitación modal

Hasta este punto las diversas simulaciones de la función de transferencia han sido llevadas a cabo para una inyección de intensidad con excitación uniforme de todos los modos (*OverFilled Launch*, OFL), es decir asumiendo el mismo valor del coeficiente de inyección modal C_{mm} para cada grupo modal m propagado. Sin embargo, el modelo desarrollado permite analizar la influencia de distintas distribuciones de excitación modal, siendo de especial interés la aplicación de técnicas de excita-

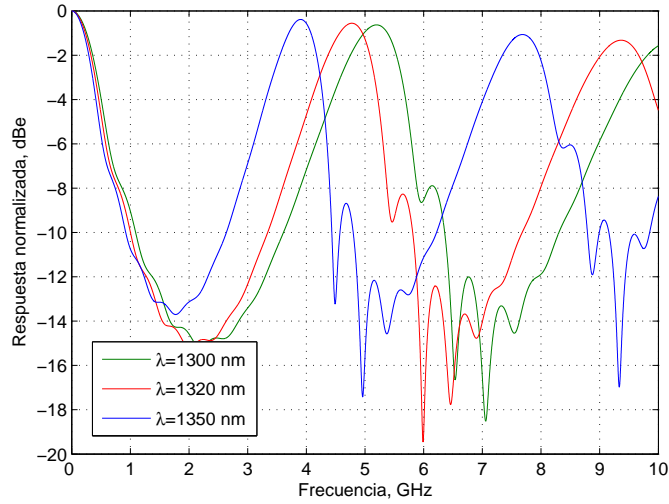


Figura 2.12: Influencia de la longitud de onda de emisión de la fuente

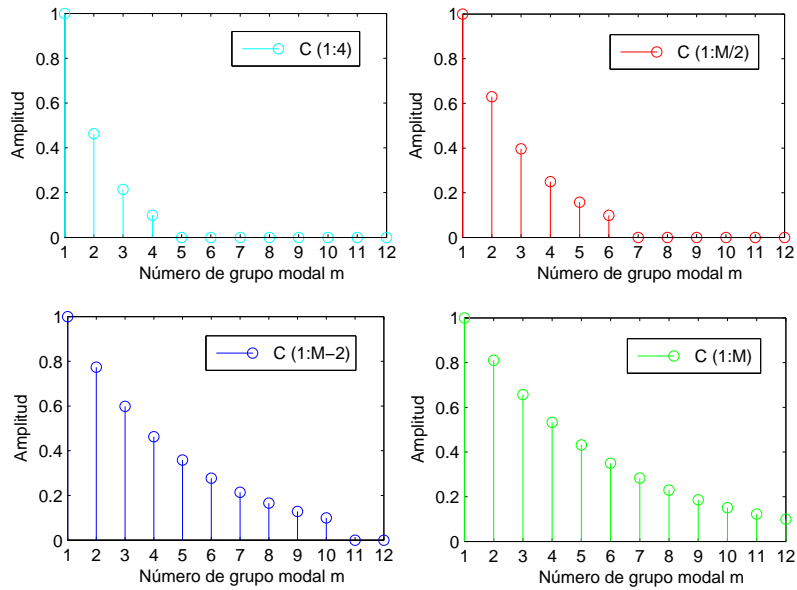


Figura 2.13: Coeficientes de inyección C_{mm} para excitación modal central

ción selectiva, bien se trate de excitación central de los modos de orden inferior o desplazada a modos de mayor orden.

En primer lugar, se estudiará el efecto de excitar un mayor o un menor número de grupos modales empleando distribuciones de los coeficientes C_{mm} gaussianas, para

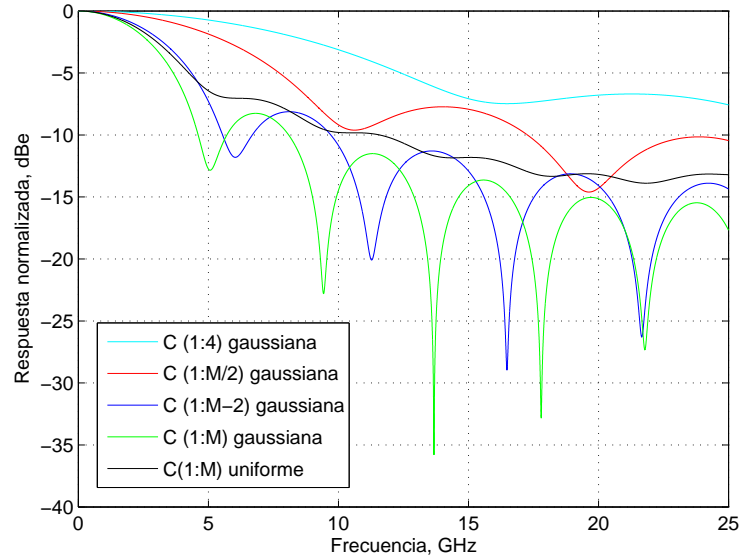


Figura 2.14: Influencia de la excitación modal central

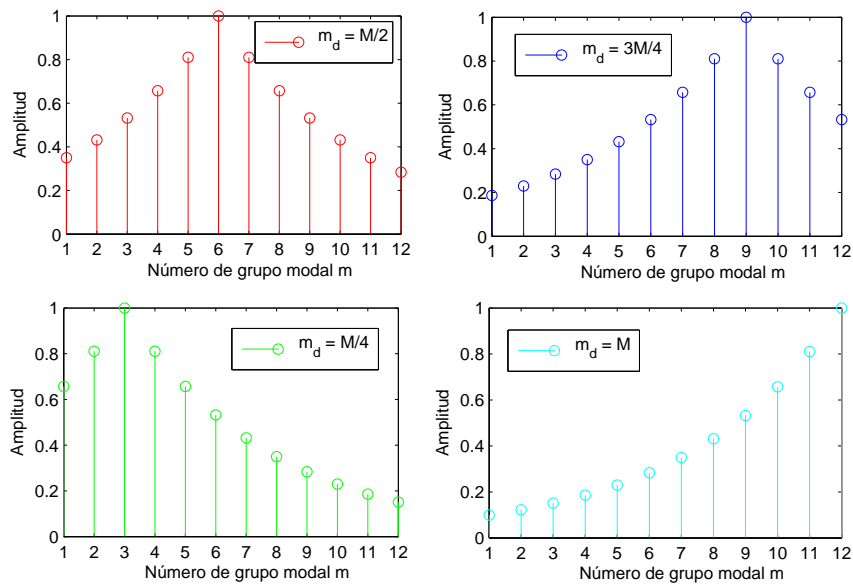


Figura 2.15: Coeficientes de inyección C_{mm} para excitación modal desplazada

$m = 1$ hasta M , siendo M el número total de grupos modales propagados que en nuestro caso es 12. La figura 2.13 ilustra las distintas distribuciones de los coeficientes de inyección C_{mm} simuladas, centradas cada una de ellas en el eje axial del núcleo de

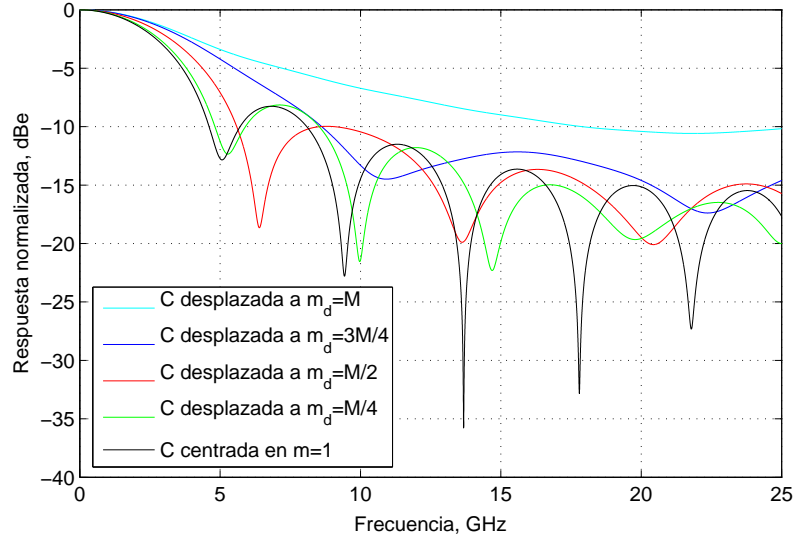


Figura 2.16: Influencia de la excitación modal desplazada

la fibra, es decir en el grupo modal fundamental $m = 1$; mientras que la figura 2.14 muestra la función de transferencia obtenida a la salida del enlace óptico de fibra multimodo de índice gradual parabólico de 500 m, para una longitud de onda óptica de trabajo de $\lambda = 1310$ nm. Observamos que conforme aumenta el número de grupos modales excitados, aumenta el nivel lóbulo principal a secundario (*Main to Secondary Sidelobe Ratio*, MSSR) y disminuye el ancho de banda de resonancia a -3 dB Δf , acentuándose pues el efecto de filtrado de microondas. Si comparamos la distribución gaussiana con la uniforme bajo excitación de todos los grupos modales, vemos cómo el MSSR disminuye notablemente para el supuesto de excitación uniforme obteniendo, tal y como era de esperar, una respuesta en frecuencia mucho más suavizada.

En segundo lugar, presentamos una comparativa de distintas condiciones de excitación desplazada del eje axial del núcleo de la fibra para el mismo enlace óptico; tal y como se muestra en la figura 2.15 simularemos distribuciones gaussianas de C_{mm} desplazadas a valores de $m_d = M/4$, $m_d = M/2$, $m_d = 3M/4$ y $m_d = M$. La función de transferencia ilustrada en la figura 2.16 muestra cómo Δf aumenta y el MSSR disminuye al aplicar técnicas de excitación desplazada. Así pues, podemos concluir que se obtiene un importante efecto de suavizado de la respuesta en frecuencia conforme nos desplazamos a grupos modales de orden superior.

2.5.2. Dispersión cromática de tercer orden

Para analizar nuestro modelo de propagación cuando se trabaja en una longitud de onda óptica de mínima dispersión, $\beta_0^2 = 0$, se ha simulado la respuesta en frecuencia de un enlace de 62.5/125 μm MMF de índice gradual con un núcleo de SiO_2 dopado con un 6.3 mol% de GeO_2 y una cubierta de SiO_2 puro, [60] Se asumirá un diodo láser emitiendo en una longitud de onda para la cual la dispersión de

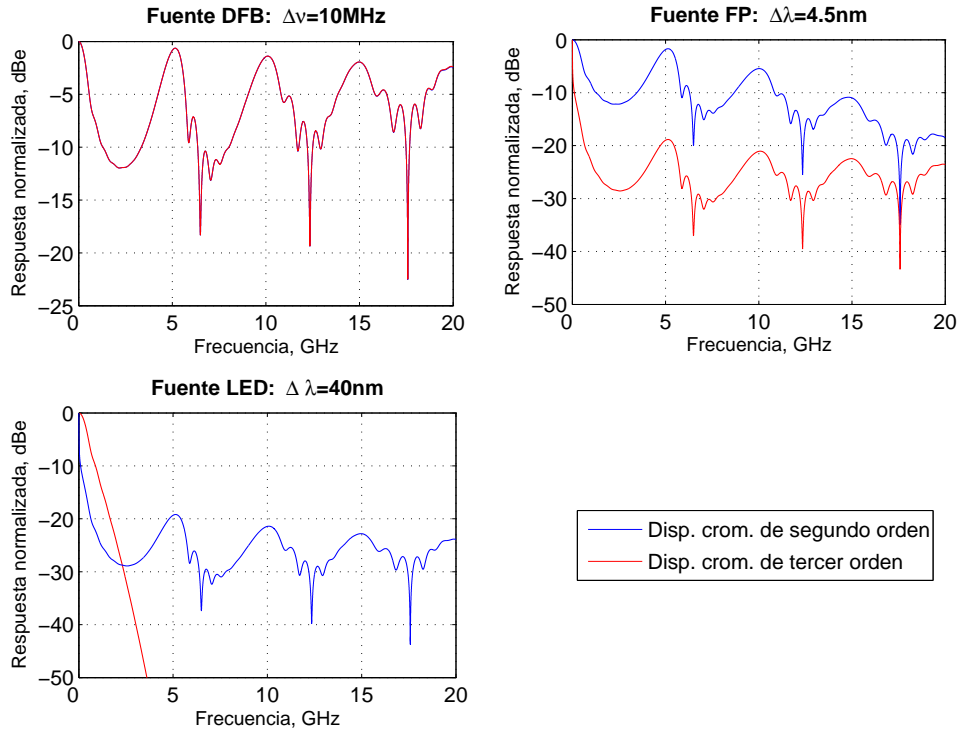


Figura 2.17: Influencia del tiempo de coherencia de la fuente para dispersiones de 2^o y 3^{er} orden

segundo orden sea despreciable de modo que la dispersión de tercer orden juegue un papel importante en el rendimiento del enlace para la transmisión de señales de radio sobre fibra de banda ancha. Se ha llevado a cabo una comparativa entre un enlace afectado únicamente por dispersión cromática de segundo orden y otro meramente afectado por dispersión cromática de tercer orden, función de transferencia dada por $H_3(\Omega)$, (2.116). Hemos supuesto un parámetro de pendiente de dispersión $S = 0.05$ ps/(km·nm²), que equivale a una tercera derivada de la constante de propagación $\beta_0^3 = 0.0402$ ps³/km, para una longitud de onda de 1300 nm. Los parámetros relativos a las pérdidas distribuidas y al coeficiente de acoplo intermodal G_{mm} son los mismos que los tomados para la simulación de la dispersión cromática de segundo orden. Debe tenerse en cuenta que se ha simulado un núcleo con gradiente parabólico y una distribución de inyección de luz uniforme.

La figura 2.17 ilustra el módulo de la función de transferencia simulada para un enlace de 5 km alimentado por tres fuentes ópticas distintas: un láser de realimentación distribuida (DFB) típico con un ancho espectral $\Delta\nu = 10$ MHz, un láser multimodo Fabry Perot (FP) con $\Delta\lambda = 4.5$ nm y una fuente ancha tipo LED caracterizada por $\Delta\lambda = 40$ nm; tal y como se realizó para el estudio de la dispersión cromática de segundo orden en el apartado “Efecto de la anchura de línea de la fuente óptica” de la subsección 2.5.1. Las simulaciones muestran que no existe diferencia

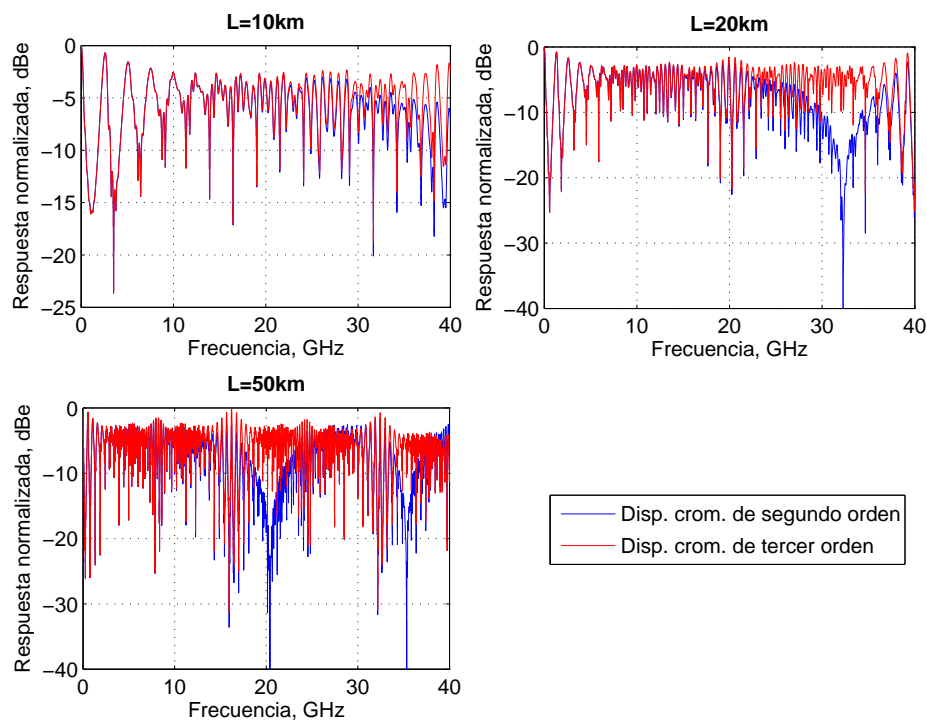


Figura 2.18: Respuesta para diferentes distancias para dispersiones de 2^o y 3^{er} orden

si comparamos ambos casos de dispersión cromática en el supuesto del láser DFB, mientras que para el caso del láser Fabry Perot, la dispersión de tercer orden produce un efecto paso bajo más fuerte. Tal y como puede observarse, ambas curvas se caracterizan por el mismo efecto de filtrado transversal previamente analizado en la subsección 2.5.1, pero presentando una notable diferencia en la magnitud de las resonancias del efecto de filtrado, que disminuye para frecuencias eléctricas superiores: 17, 15, 11 y 5 dB respectivamente para las resonancias localizadas en los 5, 10, 15 y 20 GHz. Otro punto importante a destacar se observa cuando aumentamos el ancho espectral de la fuente a valores superiores a los 4.5 nm del láser FP, puesto que no se aprecia ningún cambio en la respuesta frecuencial al simular la dispersión cromática de tercer orden. Dicho efecto se manifiesta claramente en el caso de la fuente LED donde, por el contrario, no se observa ninguna resonancia si asumimos dispersión cromática de segundo orden.

El análisis de la respuesta en frecuencia de un enlace de MMF para diferentes distancias, 10, 20 y 50 km, y un láser DFB con $\Delta\nu = 10$ MHz, queda ilustrado en la figura 2.18; mientras que la simulación para diferentes valores del parámetro chirp de la fuente óptica en relación a un enlace de 10 km se representa en la figura 2.19. Tal y como era de esperar según la teoría, ambas figuras muestran que únicamente el caso de la dispersión cromática de segundo orden se ve afectado por el efecto de supresión de portadora. Podemos concluir que trabajar en una región de longitudes

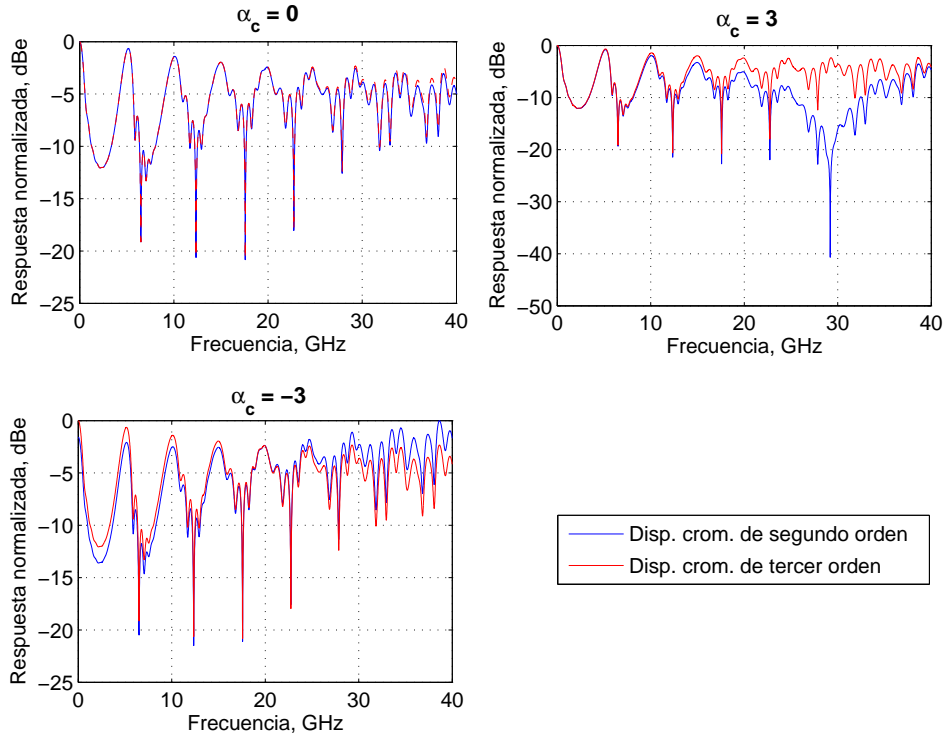


Figura 2.19: Influencia del chirp de la fuente para dispersiones de 2^o y 3^{er} orden

de onda de mínima dispersión resulta en un mejor rendimiento para la transmisión de radio sobre fibra de banda ancha, incluso para distancias de medio y largo alcance, siempre que se emplee un diodo láser con un ancho espectral estrecho. La figura 2.19 muestra, siguiendo el mismo concepto, que no existe influencia del parámetro chirp de la fuente cuando consideramos dispersión cromática de tercer orden.

2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un modelo de la respuesta en frecuencia de un enlace de fibra multimodo, basado en el método de propagación de campo eléctrico descrito por Saleh y Abdula en [25] para propagación de pulsos digitales. Nuestro modelo, que ofrece la capacidad de mostrar claramente, y de un modo diferenciado, la influencia de una gran número de efectos de degradación, supone una caracterización más completa y con un coste computacional asociado mucho menor que los métodos numéricos basados en las ecuaciones de flujo de potencia, que venían siendo empleados hasta la actualidad.

En primer lugar, secciones 2.1 - 2.4, se ha mostrado el proceso teórico desarrollado para la obtención de la expresión capaz de describir la respuesta en frecuencia

lineal con la frecuencia de la señal eléctrica moduladora de un enlace de fibra multimodo, empleando la teoría de acoplo de modos, bajo las condiciones más generales y teniendo en cuenta el mayor número de fuentes de degradación posible. Se ha particularizado la expresión de la respuesta en frecuencia para los casos de dispersión cromática de tercer orden despreciable y de dispersión cromática de segundo orden nula.

En segundo lugar, sección 2.5, se procedió a evaluar la función de transferencia obtenida con nuestro modelo por medio de simulaciones, recurriendo al software de Matlab, tanto para el caso general de dispersión cromática de tercer orden despreciable frente a la de segundo, como para el caso concreto de trabajar en una longitud de onda de emisión de la fuente óptica para la que la dispersión cromática de segundo orden sea mínima y el valor de β_0^3 no pueda ser despreciado.

La subsección 2.5.1 se inicia con la validación del modelo presentado en este capítulo para β_0^3 despreciable gracias a una comparación de los resultados obtenidos por Yabre [29], mediante un método basado en las ecuaciones de flujo de potencia. Una vez validado nuestro modelo, se analizaron las condiciones bajo las cuales sería posible la transmisión de señales de banda ancha en regiones de radiofrecuencia alejadas de banda base. Así pues, deducimos que la fibra multimodo ofrece el potencial para la transmisión de señales de banda ancha radio sobre fibra en las regiones de microondas y ondas milimétricas para distancias de corto (2-5 km) y medio (10 km) alcance. La mayor parte de dicho potencial es consecuencia de que la fibra multimodo se comporte como un filtro fotónico transversal de microondas imperfecto [61], caracterizado por un retardo de grupo no constante entre grupos modales adyacentes. La simulación de la función de transferencia nos permite afirmar que es necesario recurrir a fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha, como es el caso del láser de realimentación distribuida DFB, para poder aprovechar la respuesta de la fibra multimodo a frecuencias más allá de la banda base. Otro de los puntos importantes a destacar es la posibilidad de modificación de ciertas características de la función de transferencia simplemente variando algunos parámetros externos a la fibra multimodo. Así pues, es posible sintonizar nuestro filtro transversal variando ligeramente la longitud de onda de la fuente óptica o bien desplazar los nulos indeseados producidos por el efecto de supresión de portadora según el valor del chirp de la fuente óptica.

Los efectos de la dispersión cromática de tercer orden sobre enlaces ópticos de MMF se estudian analíticamente, por primera vez, en la subsección 2.5.2, donde se ha simulado una comparativa entre las dispersiones cromáticas de segundo y tercer orden. Dicha comparativa ha ilustrado, en primer lugar, que la dispersión cromática de tercer orden introduce un efecto de filtrado paso bajo más abrupto que en el caso de la dispersión de segundo orden, para valores de anchura de línea de la fuente óptica comprendidos hasta cierto valor por encima del cual este efecto desaparece. En segundo lugar, las simulaciones corroboraron la ausencia del efecto de supresión de portadora cuando la dispersión cromática de segundo orden es considerada despreciable. Como consecuencia directa de dicho fenómeno, se puede afirmar que es posible mejorar las prestaciones de la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha a través de distancia de medio alcance si se trabaja a longitudes de onda ópticas para las cuales la dispersión cromática de segundo orden se anule, siempre que se haga uso de láseres caracterizados por una anchura de línea estrecha.

Degradación de la señal en un enlace de fibra multimodo

3.1. Introducción al estudio de la degradación de la señal

El potencial de la fibra óptica multimodo para la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha ha sido demostrado en el capítulo 2 de esta tesis a partir de los resultados obtenidos del estudio de su función de transferencia. Para aplicaciones de transmisión de señales radio sobre fibra analógicas es necesario además analizar tanto la distorsión no lineal, distorsión armónica e intermodulación, como el ruido modal que pueda producirse en el enlace óptico. Ambos análisis, y en especial el primero, resultan indispensables si se desean aplicar diversas técnicas para aumentar la capacidad de transmisión de las fibras multimodo, como son las técnicas de multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM).

En la sección 3.2, se presenta una evaluación analítica, basada en el modelo de propagación de campo eléctrico presentado en el capítulo 2, de los efectos de distorsión armónica e intermodulación producidos en la transmisión de señales analógicas compuestas por varios tonos de radiofrecuencia.

La sección 3.3 presenta un análisis de la estadística del ruido modal para un enlace óptico compuesto por fibra multimodo de índice gradual y excitado por un diodo láser bajo modulación de intensidad analógica. A tal fin, se obtiene la expresión del parámetro *speckle contrast* como función del espectro en potencia de la fuente óptica modulada y de la función de transferencia correspondiente a la fibra multimodo, que tal y como se ha deducido en el capítulo 2, se comporta como un filtro transversal de microondas. Los resultados teóricos permitirán confirmar que el ruido modal está directamente relacionado con las propiedades de coherencia de la fuente óptica y mostrarán que la calidad de la transmisión de radio sobre fibra a frecuencias altas a través de enlaces de MMF, en términos de corto y medio alcance, no se ve significativamente afectada por la presencia de ruido modal.

Debe tenerse en cuenta que el análisis de la distorsión producida tanto por los armónicos y productos de intermodulación de segundo orden como por la presencia de ruido modal, se llevará a cabo suponiendo dispersión cromática de segundo orden, es decir, despreciando la tercera derivada de la constante de propagación β_o^3 . No obstante, es posible realizar el análisis de la degradación de la señal suponiendo también dispersión cromática de tercer orden.

3.2. Estudio de la distorsión no lineal

3.2.1. Introducción a la distorsión no lineal

En el proceso de resolución de la respuesta a la frecuencia angular de la señal moduladora Ω de un enlace de fibra multimodo se ha asumido que la señal moduladora eléctrica está compuesta por un tono de radiofrecuencia, aproximada por los tres primeros términos de su serie de Fourier, tal que

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \left\{ 1 + \frac{m_o}{8} (1 + j\alpha_c) [e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}] \right\} \quad (3.1)$$

donde S_0 es proporcional a la potencia óptica media, m_o es el índice de modulación, mientras que α_c representa el chirp de la fuente óptica.

Tanto las contribuciones de potencia recibida en ausencia como en presencia de acoplo intermodal venían compuestas por una parte lineal y otra no lineal con Ω , sección 2.4. Para el cálculo de la respuesta en frecuencia lineal con la frecuencia moduladora sólo nos interesó la parte lineal, así como sólo una de las dos bandas laterales que resulta del producto $\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')}$, de modo que obteníamos

$$\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')} \approx S_0 \frac{m_o}{8} \left[(1 - j\alpha_c) e^{-j\Omega t'} + (1 + j\alpha_c) e^{-j\Omega t''} \right]. \quad (3.2)$$

Sin embargo, para poder estudiar la respuesta no lineal con Ω de nuestro enlace, deberemos tener en consideración todos los términos que resulten del producto $\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')}$, tal que:

$$\begin{aligned} \sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')} &= S_0 \left\{ 1 + \frac{m_o}{4} [(1 + j\alpha_c) \cos(\Omega t'') + (1 - j\alpha_c) \cos(\Omega t')] \right. \\ &\quad \left. + \frac{m_o^2}{32} (1 + \alpha_c^2) \cdot [\cos(\Omega(t'' - t')) + \cos(\Omega(t'' + t'))] \right\}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Si además, deseamos conocer la respuesta no lineal del enlace de fibra multimodo para una señal eléctrica moduladora compuesta por N tonos de frecuencias angulares $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$:

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \left\{ 1 + \frac{m_o}{4} (1 + j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t) + \cos(\Omega_2 t) + \dots + \cos(\Omega_N t)] \right\} \quad (3.4)$$

la obtención de la respuesta en frecuencia según nuestro modelo, nos lleva a considerar todos los términos resultantes del producto

$$\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')} = S_0 \{T_{BB} + T_F + T_{HD} + T_{IM}\} \quad (3.5)$$

donde cada uno de los términos ha sido definido como

- Término en banda base: $T_{BB} = 1$.
- Tonos fundamentales de frecuencias angulares $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$:

$$T_F = \frac{m_o}{4} \{(1 + j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t') + \dots + \cos(\Omega_N t')] + (1 - j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t'') + \dots + \cos(\Omega_N t'')]\}. \quad (3.6)$$

- Armónicos de segundo orden:

$$T_{HD} = \frac{m_o^2}{64} (1 + \alpha_c^2) \cdot \{\cos(\Omega_1 (t - t'')) + \cos(\Omega_1 (t' + t'')) + \dots + \cos(\Omega_N (t' - t'')) + \cos(\Omega_N (t' + t''))\}. \quad (3.7)$$

- Productos de intermodulación de segundo orden:

$$T_{IM} = \frac{m_o^2}{64} (1 + \alpha_c^2) \cdot \{\cos(\Omega_1 t' - \Omega_2 t'') + \cos(\Omega_1 t' + \Omega_2 t'') + \dots + \cos(\Omega_N t' - \Omega_{N-1} t'') + \cos(\Omega_N t' + \Omega_{N-1} t'')\}. \quad (3.8)$$

3.2.2. Modelo para la distorsión armónica e intermodulación

Con el objetivo de analizar los procesos de distorsión armónica y de intermodulación de segundo orden consideraremos un sistema cuyo esquema se muestra en la figura 3.1 y particularizaremos el modelo al caso de una señal eléctrica moduladora compuesta por dos tonos de frecuencias angulares Ω_1 y Ω_2 , [62, 63]:

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \left\{ 1 + \frac{m_o}{4} (1 + j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t) + \cos(\Omega_2 t)] \right\}, \quad (3.9)$$

de modo que cada uno de los términos resultantes de (3.5) sean:

- Término en banda base: $T_{BB} = 1$.
- Tonos fundamentales de frecuencias angulares Ω_1 y Ω_2 :

$$T_F = \frac{m_o}{4} \{(1 + j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t') + \cos(\Omega_2 t')] + (1 - j\alpha_c) \cdot [\cos(\Omega_1 t'') + \cos(\Omega_2 t'')]\}. \quad (3.10)$$

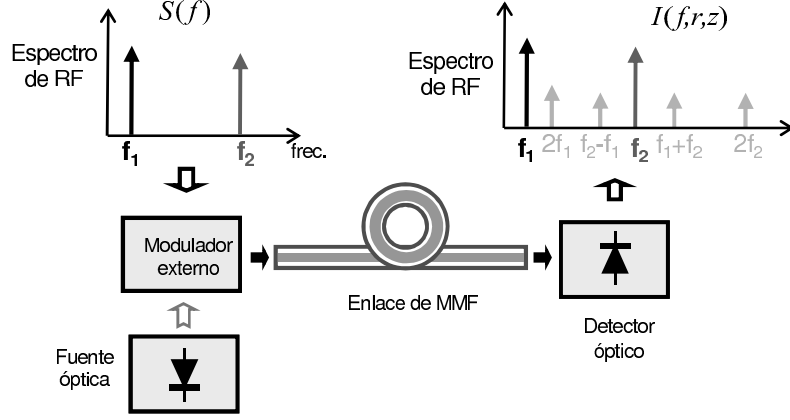


Figura 3.1: Esquema del enlace para una señal moduladora compuesta por dos tonos

- Armónicos de segundo orden:

$$T_{HD} = \frac{m_o^2}{64}(1 + \alpha_c^2) \cdot \{ \cos(\Omega_1(t' - t'')) + \cos(\Omega_1(t' + t'')) + \cos(\Omega_2(t - t'')) + \cos(\Omega_2(t' + t'')) \}. \quad (3.11)$$

- Productos de intermodulación de segundo orden:

$$T_{IM} = \frac{m_o^2}{64}(1 + \alpha_c^2) \cdot \{ \cos(\Omega_1 t' - \Omega_2 t'') + \cos(\Omega_1 t' + \Omega_2 t'') + \cos(\Omega_2 t' - \Omega_1 t'') + \cos(\Omega_2 t' + \Omega_1 t'') \}. \quad (3.12)$$

El proceso de resolución, tanto de la contribución de potencia en ausencia como en presencia de acoplo de modos, es el mismo que el realizado para la obtención de la respuesta en frecuencia bajo dispersión cromática de segundo orden, $\beta_0^3 \approx 0$, subsección 2.4.3 del capítulo 2. Así pues, la contribución de potencia en ausencia de acoplo intermodal bajo dispersión cromática de segundo orden se obtiene a partir de la ecuación (2.76) como

$$P^U(t) = \sum_{m=1}^M 2m \sum_{m'=1}^M C_{mm'} D_{mm'} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t-t''}{\sigma_c} \right)^2} \cdot \frac{e^{-(\alpha_m^0 - j\beta_m^0)z} \cdot e^{-(\alpha_{m'}^0 + j\beta_{m'}^0)z} \frac{(t-t'-\tau_m)^2}{2j\beta_m^2 z} e^{-\frac{(t-t''-\tau_{m'})^2}{2j\beta_{m'}^2 z}}}{2\pi z \sqrt{\beta_m^2 \beta_{m'}^2}} dt' dt'' \quad (3.13)$$

donde el producto $\sqrt{S^*(t')} \cdot \sqrt{S(t'')}$ da lugar a los términos descritos en (3.10)-(3.12). Por otro lado, la contribución de potencia con acoplo intermodal se obtendrá a partir de (2.85) como

$$P^C(t) = g^2 \sum_{m=1}^M 2m \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M \sum_{m'=1}^M \sum_{\substack{n'=1 \\ n' \neq m'}}^M C_{mm'} D_{nn'} \hat{K}_{mn}^* \hat{K}_{m'n'} \\ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S^*(t')} \sqrt{S(t'')} R(t', t'') \Phi_{mn}^*(t-t') \Phi_{m'n'}(-t'') dt' dt'' \quad (3.14)$$

donde:

$$\Phi_{m'n'}(t-t'') = \frac{1}{f_{m'n'}} \left[\frac{e^{-(\alpha_{m'}^0 + j\beta_{m'}^0)z} e^{-\frac{(t-t''-\tau_{m'})^2}{2j\beta_{m'}^2 z}}}{\sqrt{2\pi j\beta_{m'}^2 z}} - \frac{e^{-(\alpha_{n'}^0 + j\beta_{n'}^0)z} e^{-\frac{(t-t''-\tau_{n'})^2}{2j\beta_{n'}^2 z}}}{\sqrt{2\pi j\beta_{n'}^2 z}} \right], \quad (3.15)$$

con lo que estaremos trabajando con el mismo tipo de integrales que en el caso de $P^U(t)$ para cada uno de los cuatro términos que resultan del producto $\Phi_{mn}^*(t-t') \Phi_{m'n'}(t-t'')$. Si la segunda derivada de la constante de propagación se supone de igual valor para cada uno de los grupos modales, $\beta_m^2 \approx \beta_o^2, \forall m = 1, 2, \dots, M$, se obtiene, tras un extenso proceso de integración, la siguiente expresión para la potencia total recibida en el dominio de la frecuencia, [62]:

$$P(\Omega) = S_0 \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M U_{mn} \cdot A_{mn}(\Omega_1, \Omega_2) \quad (3.16)$$

donde:

$$U_{mn} = (C_{mn} + G_{mn}) \cdot e^{-(\alpha_m^0 + \alpha_n^0)z} \cdot e^{-(j\beta_n^0 - j\beta_m^0)z} \cdot e^{-\frac{(\tau_n - \tau_m)^2}{2\sigma_z^2}}. \quad (3.17)$$

El término $A_{mn}(\Omega_1, \Omega_2)$ está compuesto por la suma de dos términos relacionados con los tonos fundamentales, $A_{mn}^1(\Omega_1)$ y $A_{mn}^1(\Omega_2)$, dos términos correspondientes a los armónicos de segundo orden, $A_{mn}^2(2\Omega_1)$ y $A_{mn}^2(2\Omega_2)$, y dos últimos términos que contienen los productos de intermodulación a $\Omega_2 - \Omega_1$ y $\Omega_2 + \Omega_1$, $A_{mn}^3(\Omega_2 - \Omega_1)$ y $A_{mn}^3(\Omega_2 + \Omega_1)$. Explícitamente tenemos:

$$A_{mn}(\Omega_1, \Omega_2) = A_{mn}^1(\Omega_1) + A_{mn}^1(\Omega_2) + A_{mn}^2(2\Omega_1) + A_{mn}^2(2\Omega_2) \\ + A_{mn}^3(\Omega_2 - \Omega_1) + A_{mn}^3(\Omega_2 + \Omega_1) \quad (3.18)$$

siendo:

$$A_{mn}^1(\Omega') = \frac{m_o\pi}{4} \sqrt{1 + \alpha_c^2} e^{-\frac{(\Omega' \beta_o^2 z)^2}{2\sigma_c^2}} \cdot e^{\frac{\Omega' \beta_o^2 z (\tau_m - \tau_n)}{\sigma_c^2}} \cdot \left\{ e^{j \left[\arctan(\alpha) - \frac{\Omega'^2 \beta_o^2 z}{2} \right]} \right. \\ \left. e^{-j\Omega' \tau_n} + e^{-j \left[\arctan(\alpha) - \frac{\Omega'^2 \beta_o^2 z}{2} \right]} e^{-j\Omega' \tau_m} \right\} \cdot \delta(\Omega - \Omega'), \quad (3.19)$$

y

$$A_{mn}^2(2\Omega') = \frac{m_o^2\pi}{32} (1 + \alpha_c^2) \cdot e^{-\frac{(2\Omega' \beta_o^2 z)^2}{2\sigma_c^2}} \cdot e^{\frac{2\Omega' \beta_o^2 z (\tau_m - \tau_n)}{\sigma_c^2}} \cdot e^{-j\Omega' (\tau_m + \tau_n)} \cdot \delta(\Omega - 2\Omega'), \quad (3.20)$$

donde en las ecuaciones (3.19) y (3.20) la frecuencia angular Ω' puede tomar el valor de Ω_1 y Ω_2 , y finalmente:

$$A_{mn}^3(\Omega_2 \mp \Omega_1) = \frac{m_o^2\pi}{32} (1 + \alpha_c^2) \cdot e^{-\frac{(\Omega_2 \mp \Omega_1) \beta_o^2 z}{2\sigma_c^2}} \cdot e^{\frac{(\Omega_2 \mp \Omega_1) \beta_o^2 z (\tau_m - \tau_n)}{\sigma_c^2}} \cdot \\ \cdot e^{-\frac{(\Omega_2^2 - \Omega_1^2) j \beta_o^2 z}{2}} \cdot e^{-j\Omega_2 \tau_n} \cdot e^{\pm j\Omega_1 \tau_m} \cdot \delta[\Omega - (\Omega_2 \mp \Omega_1)]. \quad (3.21)$$

El análisis de las ecuaciones (3.19)-(3.21) revela los siguientes puntos. En primer lugar, de (3.19) se observa que el módulo del tono fundamental es linealmente proporcional al índice de modulación m_o , mientras que (3.20) y (3.21) muestran que los armónicos de segundo orden son proporcionales a m_o^2 , tal y como cabía esperar. Como implicación importante de dicha observación cabe destacar que el hecho de aumentar m_o , incrementa la relación señal a ruido pero al mismo tiempo la distorsión no lineal aumenta a una tasa mayor. En segundo lugar, debemos observar que forzar $\Omega_1 = \Omega_2$ en la expresión para el producto de intermodulación centrado en $\Omega_2 + \Omega_1$ produce la misma expresión que la mostrada para el armónico a $2\Omega'$.

La respuesta de nuestro sistema para cada uno de los tonos sigue el mismo comportamiento de filtrado fotónico transversal de microondas que se describía en el capítulo 2.

Si analizamos el término $A_{mn}(\Omega_1, \Omega_2)$ para cada uno de los tonos, se observa, de izquierda a derecha, un primer término exponencial que introduce un efecto de filtrado frecuencial paso-bajo seguido de un segundo término exponencial que provoca un efecto de interferencia entre los diferentes grupos modales propagados por la fibra multimodo, dependiendo ambos del parámetro de dispersión cromática de segundo orden β_o^2 y del tiempo RMS de coherencia de la fuente óptica σ_c . El siguiente término, únicamente presente en los casos de los tonos fundamentales, (3.19), y ambos productos de intermodulación, (3.21), es el conocido efecto de supresión de portadora (CSE), que viene afectado por el parámetro chirp de la fuente óptica sólo en el caso de los tonos fundamentales.

Para la evaluación del impacto de la distorsión cromática de segundo orden, se va a recurrir a una medida comúnmente empleada en sistemas de televisión por

cable (CATV) y telefonía móvil, el parámetro de intermodulación de segundo orden compuesta (*Composite Second Order intermodulation distortion parameter*, CSO), definido como el ratio de potencia eléctrica entre las señales de distorsión de segundo orden y la portadora de radiofrecuencia. Un requisito típico para aplicaciones de CATV es $CSO < -53$ dB para cada canal. En nuestro modelo, distinguiremos entre el CSO correspondiente a los armónicos (CSO_{HD}) y el correspondiente a los productos de intermodulación (CSO_{IM}) [62], expresiones ambas referidas a la potencia de la portadora de RF de frecuencia angular Ω_1 , $P^1(\Omega_1)$

$$CSO_{HD}(\Omega) = \frac{[P^2(2\Omega_{2o1})]^2}{[P^1(\Omega_1)]^2} = \frac{\left\{ \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M [U_{mn} \cdot A_{mn}^2(2\Omega_{2o1})] \right\}^2}{\left\{ \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M [U_{mn} \cdot A_{mn}^1(\Omega_1)] \right\}^2} \quad (3.22)$$

y

$$CSO_{IM}(\Omega) = \frac{[P^3(\Omega_2 \mp \Omega_1)]^2}{[P^1(\Omega_1)]^2} = \frac{\left\{ \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M [U_{mn} \cdot A_{mn}^3(\Omega_2 \mp \Omega_1)] \right\}^2}{\left\{ \sum_{m=1}^M 2m \sum_{n=1}^M [U_{mn} \cdot A_{mn}^1(\Omega_1)] \right\}^2}. \quad (3.23)$$

3.2.3. Simulaciones y resultados

Con el objetivo de evaluar el impacto de los términos no lineales en el rendimiento de nuestro sistema se procederá en este punto a evaluar la potencia recibida y el parámetro CSO para un caso particular representativo de un enlace óptico de fibra multimodo de corto alcance, [62]. A fin de facilitar la comparativa con la función de transferencia evaluada en el capítulo 2, se mantendrán los mismos valores de los parámetros relativos a la atenuación diferencial, a la dispersión cromática y a los coeficientes de inyección de luz C_{mn} que los aplicados en el apartado 2.5.1.2. Para la correcta interpretación de los resultados debe tenerse en cuenta que las frecuencias de los tonos fundamentales han sido tomadas como múltiplos de la denominada frecuencia común f , en las simulaciones aquí presentadas se ha tomado $f_1 = f$ y $f_2 = 4f = 4f_1$. Ésta es una práctica muy común en la evaluación de las amplitudes y de las potencias eléctricas de los términos de RF no lineales, véase [64]. De este modo, los resultados correspondientes tanto a los tonos fundamentales, como a los armónicos y productos de intermodulación de segundo orden, pueden representarse en función de la frecuencia común f , de la que se realizará un barrido desde un valor mínimo a uno máximo.

La respuesta en frecuencia de la potencia recibida para cada tono puede observarse en la figura 3.2 para el caso particular de un enlace óptico de 5 km de fibra multimodo de sílice con gradiente parabólico, es decir, $\alpha = 2$, y un índice de modulación de $m_o = 0.01$. Se ha asumido un láser de realimentación distribuida DFB típico caracterizado por una longitud de onda de emisión de 1300 nm, un ancho espectral

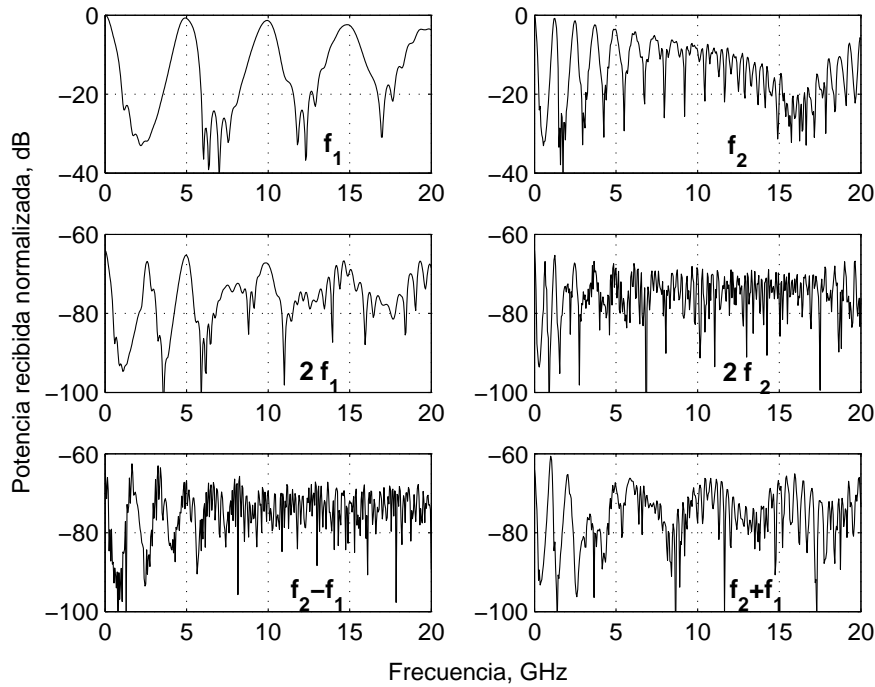


Figura 3.2: Potencia recibida para los tonos fundamentales, armónicos y productos de intermodulación

RMS $\Delta\nu = 10$ MHz y chirp nulo. Tal y como se ha señalado en el punto anterior, se observa que la respuesta espectral de cada uno de los seis tonos representados se comporta como un filtro fotónico transversal de microondas con un rango espectral libre (FSR) diferente. La figura 3.2 también corrobora el hecho de que los armónicos de segundo orden no se ven afectados por el efecto de supresión de portadora, tal y como se presentaba anteriormente en la ecuación (3.20).

Para poder analizar más profundamente el impacto de la distorsión no lineal se ha ilustrado en la figura 3.3 la respuesta en frecuencia del parámetro CSO para cada armónico y producto de intermodulación bajo consideración. Se observa que en las regiones espectrales correspondientes a las resonancias de la respuesta en frecuencia lineal del tono fundamental a f_1 (5, 10, 15 y 20 GHz), se obtienen valores de CSO por debajo de los -60 dBc. Esto sugiere que en dichas regiones espectrales el nivel de los armónicos y de los productos de intermodulación tendrá un impacto despreciable en el rendimiento del sistema. En otras palabras, las distorsiones armónica y de intermodulación no degradarán la respuesta de los tonos fundamentales siempre que la frecuencia moduladora se sitúe en una de las bandas de resonancia de la respuesta en frecuencia lineal del enlace. Cabe tener presente que el rango espectral libre, y por lo tanto el ancho de banda a -3 dB y la localización de las resonancias, depende del número de grupos modales propagados a través de la fibra óptica M y de la dispersión del retardo modal. Como consecuencia podremos modificar el FSR de

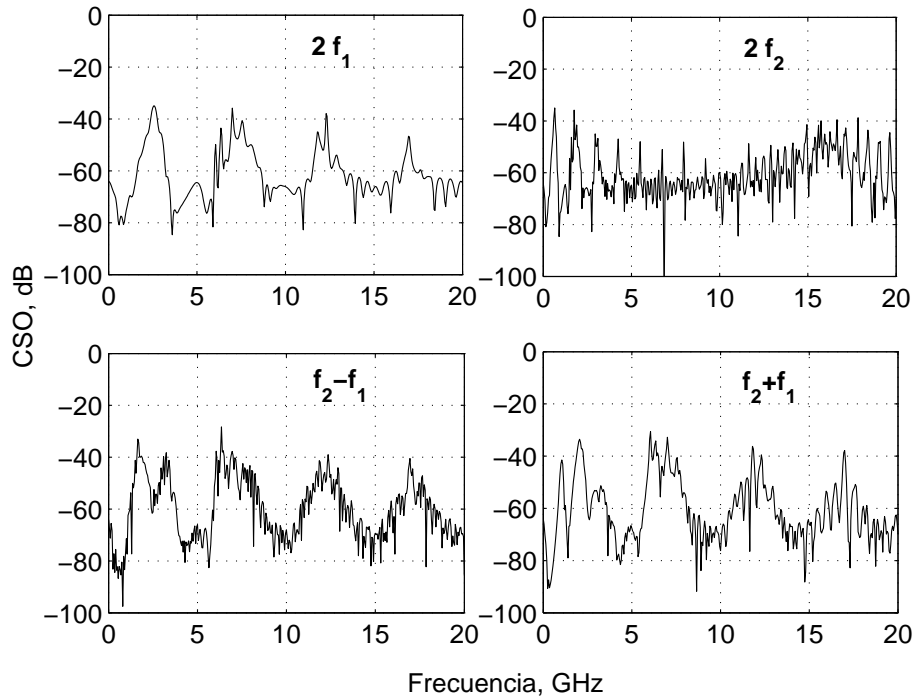


Figura 3.3: CSO relativo a los armónicos y productos de intermodulación

la respuesta si variamos bien la longitud del enlace, el perfil de índice gradual del núcleo α , sintonizando la longitud de onda de emisión de la fuente óptica o bien modificando los coeficientes de inyección C_{mn} . Adicionalmente, puede observarse que fuera de las regiones espectrales correspondientes a las resonancias aún se dispone de un margen razonable de CSO, entre -40 y -60 dBc, que puede resultar suficiente para determinadas aplicaciones.

Finalmente, comentar que también se simularon resultados para otros valores típicos de índices de modulación, obteniéndose por ejemplo para el caso de $m_o = 0.05$ un margen de CSO, como era de esperar, comprendido entre -30 y -70 dBc.

Los resultados en este punto logrados por medio del análisis de la distorsión no lineal confirman la posibilidad de implementar técnicas de multiplexación por subportadora (SCM) con el objetivo de mejorar la capacidad de transmisión de un enlace óptico de fibra multimodo para distancias de corto y medio alcance.

3.3. Análisis del impacto del ruido modal

3.3.1. Introducción al ruido modal

El ruido modal fue analizado por primera vez por Epworth en 1978, [65] e intensamente investigado sobre todo desde finales de los 70 hasta principios de los 90, [40–43, 66–72]. El ruido modal se manifiesta como fluctuaciones aleatorias de la intensidad óptica recibida como consecuencia de variaciones temporales del patrón de *speckle* que se dan en el plano de salida de la fibra multimodo. El carácter temporalmente estadístico del patrón de *speckle* viene producido por las interferencias aleatorias, es decir, las variaciones en la fase óptica, de los diferentes modos propagados por la fibra óptica cuando se inyecta luz altamente coherente. Así pues, podemos afirmar que para que se produzca el ruido modal, debe darse una combinación de las siguientes condiciones: una fuente de ancho espectral lo suficientemente estrecho junto a pérdidas modalmente selectivas en el enlace óptico de MMF (tales como microcurvaturas), fluctuaciones en frecuencia de la fuente y degradaciones de la fibra temporalmente dependientes. Por último, cabe tener en cuenta que el impacto del ruido modal puede acentuarse si en nuestro enlace existe algún mecanismo de filtrado espacial, tales como uniones desalineadas y conectores.

Puesto que la transmisión de señales a través de un enlace de fibra multimodo puede verse afectada por la existencia de ruido modal, encontramos un gran número de estudios orientados a analizar su carácter estadístico. En primer lugar, destacamos la investigación de las propiedades de los estadísticos de primer orden, llevada a cabo principalmente por Daino et al. [67] y Rawson et al. [68, 73]; mientras que las propiedades de los estadísticos de segundo orden, especialmente las funciones de autocorrelación en frecuencia espacio/temporales del ruido modal en el plano de salida de la MMF, han sido principalmente evaluadas por Rawson et al. en [40, 69, 70, 74]. Asimismo, se han derivado expresiones para la degradación de la relación señal a ruido (SNR) y la tasa de error de bit (BER) en un enlace de transmisión digital, incluyendo la influencia de las fluctuaciones en frecuencia de la fuente óptica, [72]. Uno de los parámetros más eficientes a la hora de evaluar el impacto del ruido modal sobre las prestaciones del enlace de datos es el *speckle contrast*, definido como la varianza normalizada de la distribución de corriente en el extremo final del enlace de fibra multimodo. El *speckle contrast* ha sido analizado anteriormente para diversos tipos de fuentes de excitación, compuestas por una o varias fuentes ópticas bien monocromáticas o policromáticas, [40–44], mayoritariamente en relación a fibras ópticas multimodo de salto de índice. Las fluctuaciones estadísticas de la intensidad detectada han sido además examinadas para el supuesto en que la señal atraviese uno o varios conectores, [42, 44, 75] y para diversas condiciones de excitación modal selectiva [66].

Con el objetivo de confirmar la relación del ruido modal con las propiedades de coherencia de la fuente óptica, se llevará a cabo un análisis del *speckle contrast* para un enlace de fibra multimodo de índice gradual excitado por un diodo láser con modulación de intensidad analógica. La originalidad de nuestro modelo reside en la consideración del proceso de modulación de intensidad de láser, bien sea directa o externa, en lugar de operar a una potencia óptica constante (CW) tal y como puede encontrarse en los distintos trabajos de investigación previamente referenciados. Aunque el producto ancho de banda por distancia (BW·L) típico de la fibra multimodo

instalada está limitado a 500 MHz·km por la dispersión intermodal a una longitud de onda de operación de 1310 nm, varias publicaciones recientes han demostrado experimentalmente sin embargo que el uso de láseres con anchos de línea estrechos permite la transmisión de señales radio sobre fibra en un rango de frecuencias de microondas de hasta 20 GHz para valores de distancia de hasta 5 km, [19, 45, 76, 77]. Debido a esta necesidad de emplear láseres con anchos espectrales estrechos, es decir, altamente coherentes en tiempo, es esencial evaluar el impacto del ruido modal para las combinaciones de frecuencia moduladora y distancia del enlace anteriormente citadas.

Mostraremos que el *speckle contrast* es función tanto del espectro en potencia de la fuente, que se asumirá gaussiana, como de la función de transferencia de la MMF, que se comporta tal y como hemos evaluado en el capítulo 2, como un filtro fotónico transversal de microondas imperfecto. Se analizará el comportamiento del *speckle contrast* en función de la frecuencia moduladora y de la distancia del enlace para diferentes anchos espectrales del láser, índices de modulación y distribuciones de inyección de corriente.

Por último, debe tenerse en cuenta que los resultados que en este punto se presentan ofrecen un límite inferior en la degradación debida a ruido modal puesto que no se han considerado los efectos adicionales que podrían provocar la presencia de conectores.

3.3.2. Modelo para el análisis del speckle contrast

Tal y como se ha presentado previamente por Dändliker et al. [43], el *speckle contrast* γ^2 está definido como la varianza normalizada de la distribución de corriente a la salida del enlace de MMF:

$$\gamma^2 = \frac{\sigma^2}{\langle I_D \rangle^2} = \frac{\langle I_D^2 \rangle - \langle I_D \rangle^2}{\langle I_D \rangle^2} \quad (3.24)$$

donde I_D es la intensidad medida a la salida de la fibra y $\langle \cdot \rangle$ representa un promedio sobre el conjunto de realizaciones del proceso estocástico, en este caso realizado a lo largo de un gran número de fluctuaciones de intensidad del patrón de *speckle*.

El campo óptico propagado a través de la fibra multimodo puede escribirse como función del espectro modulado de la amplitud compleja de la fuente óptica y de la Transformada de Fourier de la función respuesta al impulso de la fibra multimodo

$$E(z, t) = \int \tilde{E}(\nu, 0) h_f(\nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (3.25)$$

donde $\tilde{E}(\nu, 0)$ es el espectro de la fuente óptica modulada y $h_f(\nu)$ es la función de transferencia en campo de la fibra multimodo en ausencia de acoplo intermodal:

$$h_f(\nu) = \sum_{\mu=1}^N c_{\mu} e^{j\phi_{\mu}} e^{-[\alpha_{\mu}(\nu) + j\beta_{\mu}(\nu)]z} \quad (3.26)$$

siendo c_μ la amplitud en $z = 0$, Φ_μ la fase arbitraria, α_μ la atenuación diferencial y β_μ la constante de propagación, parámetros relativos al modo μ -ésimo transportado por la fibra.

La intensidad instantánea en el extremo final del enlace de MMF viene dada a partir de (3.25) y (3.26) como

$$|E(z, t)|^2 = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\eta=1}^N C_{\mu\eta} e^{j(\phi_\mu - \phi_\eta)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}(\nu, 0) \tilde{E}^*(\nu', 0) e^{-[\alpha_\mu(\nu) + \alpha_\eta(\nu')]z} \cdot e^{-j[\beta_\mu(\nu) - \beta_\eta(\nu')]z} e^{j2\pi(\nu - \nu')t} d\nu d\nu', \quad (3.27)$$

con lo que la corriente integrada I_D , medida con un detector cuyo tiempo de integración sea mayor que el periodo de las frecuencias de batido ópticas ($\nu - \nu'$), resulta:

$$I_D = \int |E(z, t)|^2 dt = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\eta=1}^N C_{\mu\eta} \cdot e^{j(\phi_\mu - \phi_\eta)} \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu) e^{-[\alpha_\mu(\nu) + \alpha_\eta(\nu)]z} e^{-j[\beta_\mu(\nu) - \beta_\eta(\nu)]z} d\nu \quad (3.28)$$

donde $C_{\mu\eta} = c_\mu \cdot c_\eta$ es el coeficiente de inyección de luz en potencia y $P(\nu)$ es el espectro en potencia de la fuente óptica modulada en intensidad, $P(\nu) = |\tilde{E}(\nu, 0)|^2$. Para el cálculo de la varianza de la corriente óptica detectada, necesitaremos conocer:

$$I_D^2 = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\eta=1}^N \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N C_{\mu\eta} C_{pq} e^{j(\phi_\mu - \phi_\eta + \phi_p - \phi_q)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu) P(\nu') \cdot e^{-[\alpha_\mu(\nu) + \alpha_\eta(\nu) + \alpha_p(\nu') + \alpha_q(\nu')]z} e^{-j[\beta_\mu(\nu) - \beta_\eta(\nu) + \beta_p(\nu') - \beta_q(\nu')]z} d\nu d\nu'. \quad (3.29)$$

Llegados a este punto, deben realizarse una serie de aproximaciones que nos llevarán a obtener una expresión sencilla para la varianza de la corriente óptica detectada σ^2 . En primer lugar, supondremos que las variables Φ_μ son estadísticamente independientes y están uniformemente distribuidas a lo largo de 2π , tal que el promedio de los términos de fase venga dado por:

$$\langle e^{j(\phi_\mu - \phi_\eta)} \rangle = \delta_{\mu\eta} \quad (3.30)$$

y

$$\langle e^{j(\phi_\mu - \phi_\eta + \phi_p - \phi_q)} \rangle = \delta_{\mu\eta} \delta_{pq} + \delta_{\mu p} \delta_{\mu q}, \quad (3.31)$$

con lo que el promedio sobre el conjunto de realizaciones del proceso estocástico de la corriente detectada, ecuación (3.28) y su cuadrado, (3.29), resulten respectivamente

$$\langle I_D \rangle = \left(\sum_{\mu=1}^N C_{\mu\mu} \right) \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu) d\nu \quad (3.32)$$

y

$$\begin{aligned} \langle I_D^2 \rangle &= \sum_{\mu=1}^N \sum_{\eta=1}^N C_{\mu\mu} C_{\eta\eta} \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu) P(\nu') \cdot e^{-2[\alpha_\mu(\nu) + \alpha_\eta(\nu)]z} \cdot \\ &\quad \cdot e^{-j[\beta_\mu(\nu) - \beta_\eta(\nu) + \beta_\eta(\nu') - \beta_\mu(\nu')]z} d\nu d\nu', \quad \mu \neq \eta. \end{aligned} \quad (3.33)$$

En segundo lugar, asumiremos que el coeficiente de atenuación modal es independiente de la frecuencia óptica ν dentro del ancho espectral de la fuente óptica, es decir, $\alpha_\mu(\nu) = \alpha_\mu^0$. Asimismo, consideraremos que la constante de propagación $\beta_\mu(\nu)$ varía lentamente con ν dentro del ancho espectral de la fuente óptica y, por lo tanto, puede expandirse en una serie de Taylor de segundo orden alrededor de la frecuencia óptica central de la fuente ν_0

$$\beta_\mu(\nu) = \beta_\mu^0 + \beta_\mu^1 2\pi(\nu - \nu_0) + \frac{1}{2} \beta_\mu^2 [2\pi(\nu - \nu_0)]^2. \quad (3.34)$$

Bajo dichas condiciones, la varianza σ^2 de la corriente óptica detectada resulta

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \langle I_D^2 \rangle - \langle I_D \rangle^2 = \sum_{\mu=1}^N \sum_{\eta=1}^N C_{\mu\eta}^2 e^{-2[\alpha_\mu^0 + \alpha_\eta^0]z} \cdot \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu) P(\nu') e^{-j2\pi[(\tau_\mu - \tau_\eta)(\nu - \nu')]} d\nu d\nu', \end{aligned} \quad (3.35)$$

donde $\tau_\mu = \beta_\mu^1 z$ es el retardo de grupo asociado al modo μ -ésimo y la segunda derivada de la constante de propagación se ha tomado con el mismo valor, $\beta_0^2 \approx \beta_\mu^2$, $\forall \mu = 1, 2, \dots, N$ modo propagado.

Mediante una transformación de variables, la integral doble de (3.35) puede escribirse como una integral simple sobre la diferencia de frecuencias $(\nu - \nu')$. Normalizando la expresión para la varianza σ^2 e identificando términos, se obtiene la siguiente expresión para el *speckle contrast*

$$\gamma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} C_P(\nu) |H_f(\nu)|^2 d\nu \quad (3.36)$$

donde se ha introducido la función de autocorrelación normalizada del espectro en potencia de la fuente óptica modulada $C_P(\nu)$:

$$C_P(\nu) = \frac{1}{\langle I_D \rangle^2} \int_{-\infty}^{\infty} P(\nu') P(\nu - \nu') d\nu' \quad (3.37)$$

así como la función de transferencia en potencia asociada a la fibra óptica multimodo en ausencia de acoplo de modos

$$H_f(\nu) = \sum_{\mu=1}^N C_{\mu\mu} e^{-2\alpha_\mu z} e^{-j2\pi\tau_\mu\nu}. \quad (3.38)$$

$H_f(\nu)$ representa un efecto de filtrado transversal fotónico de microondas, donde cada muestra, correspondiente al modo μ -ésimo transportado por la MMF, viene retrasada por el retardo de grupo τ_μ y tiene una amplitud dependiente de la atenuación modal α_μ y del coeficiente de inyección de luz $C_{\mu\mu}$. Cabe tener en cuenta que otros modelos de análisis del ruido modal han aproximado la función de transferencia en potencia de la MMF como una función gaussiana, [43].

3.3.2.1. Aplicación al caso de una fuente ópticamodulada analógicamente

Si modulamos la fuente por una señal $S(t)$ compuesta por un tono de radiofrecuencia, tal que

$$\sqrt{S(t)} = \sqrt{S_0} \left[1 + \frac{m_o}{4} (1 + j\alpha_c) \cos(\Omega t) \right] \quad (3.39)$$

donde m_o es el índice de modulación, α_c es el parámetro chirp de la fuente óptica y Ω es la frecuencia angular de RF, el campo eléctrico a la entrada del enlace de fibra óptica vendrá dado en el dominio de la frecuencia como

$$\tilde{E}(\omega, 0) = \frac{1}{2\pi} \int \tilde{E}_s(\omega') \cdot \tilde{S}_s(\omega - \omega') d\omega' \quad (3.40)$$

donde $\tilde{E}_s(\omega)$ es el espectro de campo eléctrico de la fuente óptica sin modular y $\tilde{S}_s(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal moduladora $\sqrt{S(t)}$.

El espectro en potencia del campo eléctrico a la entrada del enlace será pues:

$$P(\omega, 0) = \left\langle \left| \tilde{E}(\omega, 0) \right|^2 \right\rangle = S_0 \left\{ P_s(\omega) + \frac{m_o^2}{64} (1 + \alpha_c^2) [P_s(\omega - \Omega) + P_s(\omega + \Omega)] \right\}, \quad (3.41)$$

donde $P_s(\omega)$ es el espectro en potencia de la fuente, que será considerada gaussiano con una anchura de línea RMS $\Delta\nu$:

$$P_s(\omega) = P \frac{\sqrt{\pi}}{\Delta\nu} e^{-\frac{\omega^2}{(2\Delta\nu)^2}}, \quad (3.42)$$

de modo que el espectro en potencia de la señal óptica al inicio del enlace óptico resulte

$$P(\omega, 0) = P \cdot S_0 \frac{\sqrt{\pi}}{\Delta\nu} \left\{ e^{-\frac{\omega^2}{(2\Delta\nu)^2}} + \frac{m_o^2}{64} (1 + \alpha_c^2) \left[e^{-\frac{(\omega-\Omega)^2}{(2\Delta\nu)^2}} + e^{-\frac{(\omega+\Omega)^2}{(2\Delta\nu)^2}} \right] \right\}. \quad (3.43)$$

Insertando la ecuación (3.37) en la ecuación (3.43), la función de autocorrelación normalizada del espectro en potencia de la fuente óptica modulada pasa a ser

$$C_P(\omega) = \frac{(P \cdot S_0)^2 \sqrt{\pi}}{\sqrt{2} \cdot \Delta\nu \langle I_D \rangle^2} \left\{ (1 + 2B^2) e^{-\frac{\omega^2}{8\Delta\nu^2}} + 2B \left[e^{-\frac{(\omega-\Omega)^2}{8\Delta\nu^2}} + e^{-\frac{(\omega+\Omega)^2}{8\Delta\nu^2}} \right] + B^2 \left[e^{-\frac{(\omega-2\Omega)^2}{8\Delta\nu^2}} + e^{-\frac{(\omega+2\Omega)^2}{8\Delta\nu^2}} \right] \right\} \quad (3.44)$$

donde el parámetro B se ha definido como

$$B = \frac{m_o^2}{64} (1 + \alpha_c^2). \quad (3.45)$$

Finalmente, obtendremos la expresión del *speckle contrast* integrando la ecuación (3.36) en función de los grupos modales propagados m -ésimo y n -ésimo, [78]:

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= \frac{1}{(1 + 2B)^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M A_{mn}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M A_{mn} e^{-2(\alpha_m + \alpha_n)z} e^{-2(\tau_m - \tau_n)^2 \Delta\nu^2} \\ &\cdot \{1 + 2B^2 + 4B \cos [(\tau_m - \tau_n)\Omega] + 2B^2 \cos [(\tau_m - \tau_n)2\Omega]\}; \\ & \quad m \neq n \end{aligned} \quad (3.46)$$

donde se ha introducido el coeficiente A_{mn} definido como

$$A_{mn} = 4mn C_{mm} C_{nn}. \quad (3.47)$$

3.3.3. Simulaciones y resultados

Con el objetivo de evaluar el impacto del ruido modal en el enlace óptico MMF [78], se ha procedido a analizar el parámetro *speckle contrast* en función de la longitud del enlace y la frecuencia de la señal moduladora eléctrica. Puesto que hemos definido el *speckle contrast* como la varianza normalizada de la distribución de intensidad a la salida del enlace de MMF, la relación señal a ruido (SNR) debida a ruido modal resulta

$$SNR = \frac{\langle I_D \rangle}{\sigma} = \frac{1}{\gamma}, \quad (3.48)$$

que implica que el *speckle contrast* ofrece información sobre la influencia de la frecuencia eléctrica y la longitud del enlace sobre la relación señal a ruido.

Con este propósito se ha simulado la transmisión de una señal de radio sobre fibra compuesta por un tono de radiofrecuencia sobre una fibra óptica multimodo 62.5/125 μm de índice gradual con un núcleo de SiO_2 dopado con un 6.3% mol de GeO_2 y una cubierta de sílice puro SiO_2 . Para la simulación, la atenuación modal α_m y el retardo de grupo modal τ_m , correspondientes al grupo modal m -ésimo, se calcularon siguiendo las fórmulas presentadas en el capítulo 2, (2.58) y (2.55) respectivamente.

La respuesta en frecuencia, normalizada a su valor máximo, del *speckle contrast* se ha analizado para un rango de frecuencias de hasta 20 GHz y para distintos valores del índice de modulación m_o , del parámetro chirp de la fuente óptica α_c y la longitud de enlace, L . Cabe tener en cuenta que las gráficas de la respuesta en frecuencia, figuras 3.4 y 3.5, presentan el mismo eje de ordenadas para cada longitud de enlace analizada porque cada respuesta ha sido normalizada respecto a su valor máximo, que toma los valores de 0.8762, 0.26890 y $1.6095 \cdot 10^{-3}$ para $L = 100$ m, 1 km y 5 km respectivamente. La influencia del índice de modulación para longitudes del enlace $L = 100$ m, 1 km and 5 km de una MMF de índice gradual parabólico se ilustra en la figura 3.4 para una fuente óptica libre de chirp; mientras que la figura 3.5 muestra el efecto del parámetro chirp para $m_o = 0.05$. En ambas simulaciones, se ha asumido una distribución uniforme del coeficiente de inyección de luz C_{mm} y una fuente óptica emitiendo a 1310 nm con una anchura de línea $\Delta\nu = 10$ MHz. En ambas ilustraciones se aprecia cómo el *speckle contrast* sigue el efecto de filtrado de la respuesta en frecuencia de la MMF, tal y como se observa claramente para el caso de un enlace de 5 km donde las resonancias resultan fácilmente identificables. Otro aspecto observable es el pequeño descenso que experimenta el *speckle contrast* si se aumenta tanto el valor del índice de modulación como el valor absoluto del chirp de la fuente.

A pesar del comportamiento de filtrado frecuencial descrito, se aprecia claramente que el valor del *speckle contrast* no varía significativamente con la frecuencia de la señal moduladora, que análogamente equivale a decir que la SNR debida a ruido modal no se ve degradada por la frecuencia de RF, ecuación (3.48). Este fenómeno nos permitirá simular el comportamiento del *speckle contrast* como función de la longitud del enlace para cualquier frecuencia moduladora de radiofrecuencia.

La figura 3.6 corrobora la dependencia del ruido modal con las propiedades de coherencia de la fuente óptica. Muestra el *speckle contrast* γ^2 para un enlace óptico

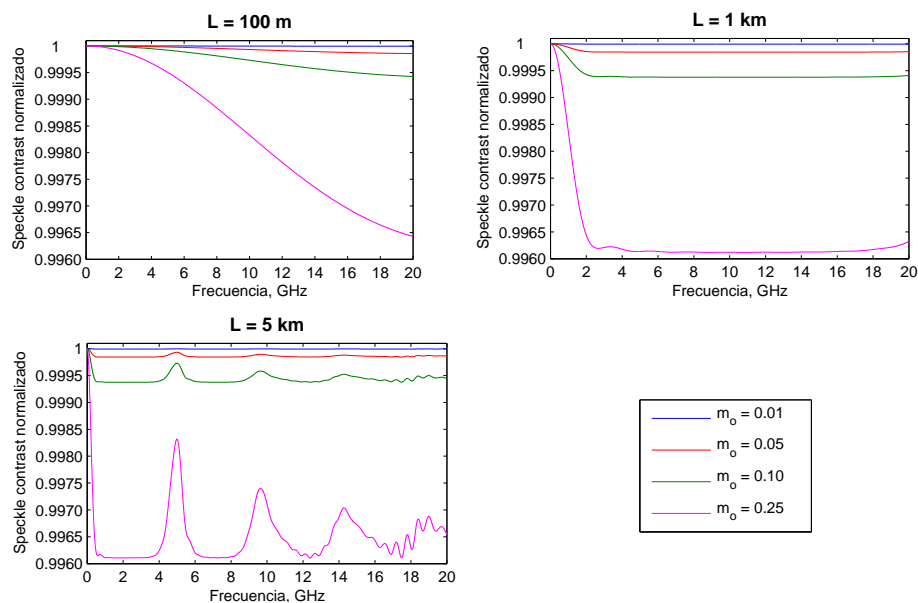


Figura 3.4: Influencia de m_o sobre el *speckle contrast* para $L = 100$ m, 1 km y 5 km

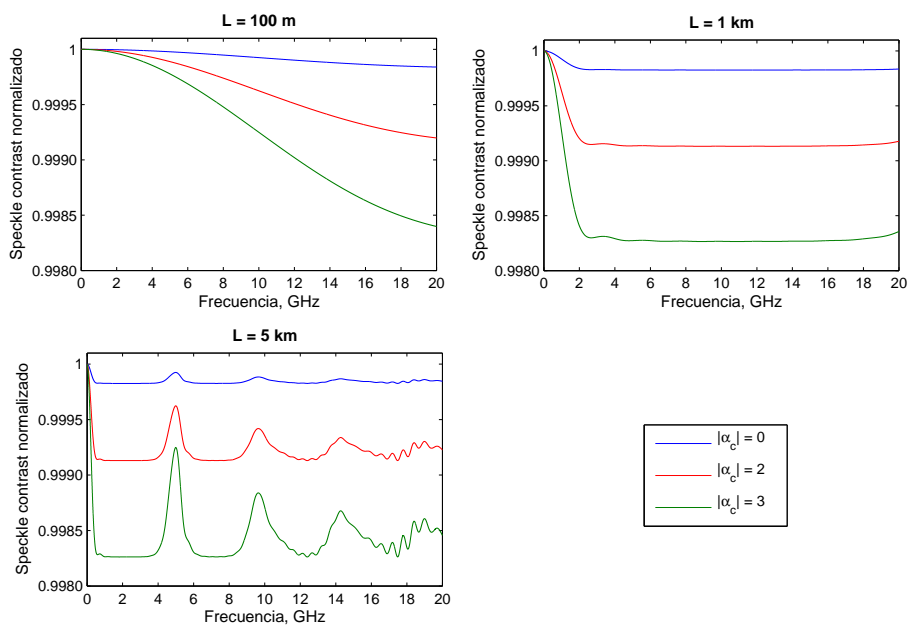


Figura 3.5: Influencia de α_c sobre el *speckle contrast* para $L = 100$ m, 1 km y 5 km

de MMF con distancias de hasta 5 km bajo las mismas condiciones que las simuladas

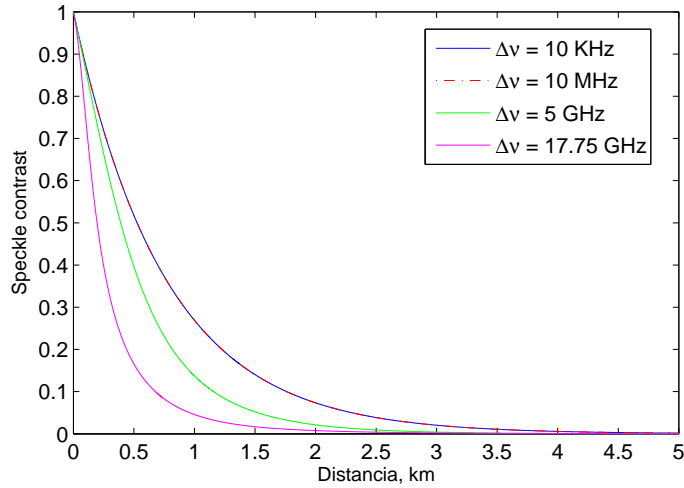


Figura 3.6: Influencia del ancho espectral de la fuente sobre el *speckle contrast* para $L = 5$ km

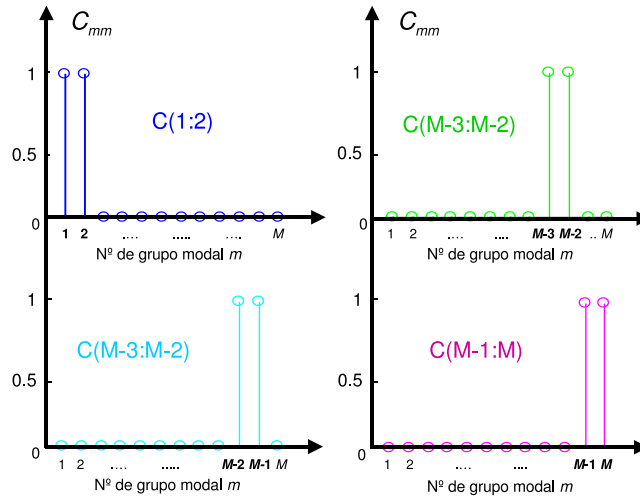


Figura 3.7: Diversas condiciones de excitación modal selectiva

en la figura 3.4 para un índice de modulación $m_o = 0.05$. La simulación se ha llevado a cabo para diferentes anchuras de línea de la fuente óptica: $\Delta\nu = 10$ KHz, $\Delta\nu = 10$ MHz, $\Delta\nu = 5$ GHz y $\Delta\nu = 17.75$ GHz (equivalente a $\Delta\lambda = 0.1$ nm). Se puede apreciar claramente que un aumento del ancho espectral resulta en un descenso de γ^2 , tal y como era de esperar según la ecuación (3.46), muy significativo en especial para valores de anchuras de línea por encima de los 10 MHz. Debe notarse que el valor de γ^2 se ve notablemente reducido para distancias superiores al km; de hecho

se han presentado simulaciones únicamente para distancias de hasta 5 km porque a distancias superiores el efecto del ruido modal es prácticamente despreciable.

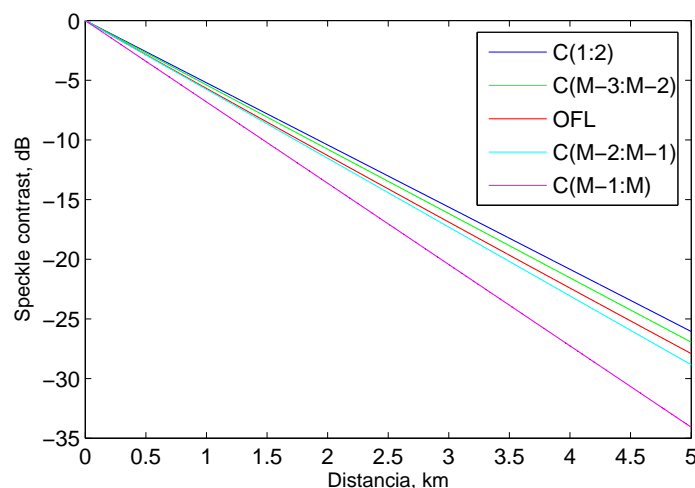


Figura 3.8: *Speckle contrast* según diferentes condiciones de excitación modal

El análisis de la influencia de los coeficientes de inyección de luz C_{mm} se ha llevado a cabo para diferentes condiciones de inyección de corriente, excitación uniforme (*overfilled launch*, OFL) y distintas posibilidades de excitación selectiva: central (C(1:2)) y desplazada (C(M-3:M-2), C(M-2:M-1) y C(M-1:M)), véase la figura 3.7, donde el número de grupos modales obtenido es $M = 12$. La figura 3.8 revela un interesante comportamiento del *speckle contrast* para el mismo enlace de 5 km simulado en la anterior figura pero excitado por una fuente óptica de anchura de línea $\Delta\nu = 10$ MHz. Mientras que la excitación central resulta en un aumento de 4 dB sobre el caso de inyección uniforme, se observa una caída de 6 dB si se considera la excitación de orden superior C(M-1,M) para valores de distancia de 5 km. Tal y como era de esperar, se produce un incremento de γ^2 para las excitaciones selectivas ilustradas cuando reducimos el número de modos excitados, es decir para números de grupos modales m inferiores, ya que cada grupo modal contiene aproximadamente $2m$ modos degenerados. La causa por la que la curva correspondiente a la inyección uniforme OFL queda situada entre las respuestas correspondientes a las excitaciones central y desplazada reside en la interferencia modal producida al excitar los M grupos modales propagados por la fibra multimodo, tal y como puede deducirse de la ecuación para γ^2 , véase (3.46).

3.4. Conclusiones

En primer lugar se ha analizado el impacto de la distorsión armónica y de intermodulación de segundo orden producida al transmitir una señal moduladora compuesta de dos tonos de radiofrecuencia de frecuencias distintas en un enlace de

fibra óptica multimodo. Para valores de índice de modulación típicos ($m_o = 0,01$ y $m_o = 0,05$) así como para parámetros típicos de la MMF, los resultados muestran un margen de CSO entre -40 y -80 dBc, y entre -30 y -70 dBc, respectivamente; correspondiendo los valores mínimos a la transmisión en las bandas frecuenciales centradas en las resonancias de la respuesta en frecuencia lineal del enlace y los máximos a la transmisión fuera de las resonancias. Por lo tanto, se espera que en el primer caso la distorsión armónica y de intermodulación tendrá un impacto despreciable en la transmisión de radio sobre fibra con elevados requerimientos, tales como $CSO < -50$ dBc.

Como segunda fuente principal de degradación de la señal, se han analizado las fluctuaciones estadísticas debidas al ruido modal producidas en una señal radio sobre fibra al transmitirse a través de un enlace de fibra multimodo de perfil de índice de refracción gradual. Concretamente, se ha desarrollado la expresión para el parámetro *speckle contrast* en el caso de disponer de un diodo láser modulado en intensidad por una señal de radiofrecuencia analógica. Se ha confirmado la relación entre el ruido modal y las propiedades de coherencia de la fuente óptica puesto que se ha demostrado la posibilidad de reducción del valor del *speckle contrast* mediante el aumento del ancho espectral de la fuente, es decir, reduciendo su tiempo de coherencia.

La simulación de la respuesta en frecuencia del *speckle contrast* demuestra su independencia respecto a la frecuencia de la señal moduladora; mientras que la evaluación del *speckle contrast* en función de la longitud del enlace óptico muestra que éste no se ve afectado por las condiciones de lanzamiento de los modos al inicio de la fibra, así como que permanece prácticamente inapreciable para distancias mayores de 1 km.

En consecuencia, los resultados correspondientes a ambas fuentes de degradación confirman la capacidad de implementar técnicas de multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM) con el objetivo de mejorar la capacidad de transmisión de un enlace de fibra óptica multimodo, para distancias de corto y medio alcance, empleando fuentes ópticas caracterizadas por poseer una anchura de línea estrecha.

Caracterización experimental de enlaces de fibra multimodo de banda ancha

4.1. Introducción

En los capítulos 2 y 3 se ha justificado teóricamente el potencial de la fibra óptica multimodo para la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha en la región de microondas como consecuencia de su comportamiento no ideal como filtro fotónico transversal de microondas, ligado al empleo de fuentes ópticas espectralmente estrechas y a la técnica de excitación selectiva de modos. En este capítulo se llevará a cabo la caracterización experimental de enlaces de MMF de corto y medio alcance bajo el objetivo de analizar y corroborar los resultados obtenidos mediante la simulación del modelo teórico desarrollado. Principalmente, se analizarán el efecto de filtrado paso-bajo provocado por la anchura de línea de la fuente óptica y la implementación de diversas técnicas de excitación total y restringida de modos en el inicio de la fibra multimodo. El tipo de MMF de sílice caracterizada en este capítulo corresponde a la clase OM1 definida en el estándar ISO/IEC 11801, [2]. De entre sus características cabe destacar que posee un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$ y un perfil de índice de refracción gradual parabólico.

Una vez completado el proceso de caracterización, se evaluarán distintas soluciones para aumentar la capacidad de transmisión de las MMF mediante el empleo de diversas técnicas de modulación, como son la multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM) y la multiplexación por división de longitud de onda (WDM), que serán objeto de estudio en el capítulo 5.

4.2. Influencia de la coherencia temporal de la fuente óptica

Tal y como se ha adelantado en el capítulo 2, uno de los requisitos que permite explotar la respuesta de la MMF a frecuencias de RF más allá de banda base es el empleo de láseres de anchura de línea en ausencia de modulación estrecha, tales como los láseres de realimentación distribuida (DFB) o los láseres de cavidad externa. Con el objetivo de confirmar dicho fenómeno, se evaluó experimentalmente el efecto del empleo de tres fuentes ópticas distintas sobre la respuesta en frecuencia de un enlace de MMF, [79]. A tal fin se muestra a continuación la respuesta en frecuencia de un enlace de 5 km de longitud de MMF cuyas propiedades han sido descritas en la sección 4.1, para tres fuentes ópticas distintas: un láser sintonizable de alto rendimiento de la casa SANTEC, modelo TSL-210V, caracterizado por una anchura de línea RMS típica muy estrecha, $\Delta\nu < 1$ MHz ($\Delta\lambda < 0.0057$ pm) y por emitir en un rango de longitudes de onda desde los 1260 hasta los 1360 nm, un láser Fabry Perot (FP) de la casa ANRITSU con una anchura de línea RMS típica de $\Delta\lambda < 5$ nm y una fuente ancha tipo LED Superluminiscente (SLED). Tanto el láser sintonizable como el Fabry Perot operan a longitudes de onda ópticas de 1310 nm.

La figura 4.1 ilustra la configuración experimental empleada para medir la influencia de la coherencia temporal de la fuente óptica. Se ha empleado un modulador de intensidad electro-óptico (EOM) con un ancho de banda RF a -3 dB de 15 GHz. Tras el modulador, la señal óptica es inyectada mediante excitación central de modos al enlace de MMF de 5 km mediante acoplamiento directo desde una SMF a través de un conector FC/PC y es detectada mediante un fotodetector tipo PIN dotado de un latiguillo de MMF de 62.5 μm de diámetro de núcleo y caracterizado por un ancho de banda a -3 dB de 22 GHz, procedente de la casa Discovery Semiconductors, modelo DSC30S. La estabilidad temporal de la respuesta en frecuencia está estrechamente relacionada con el tiempo de coherencia de la fuente óptica empleada. Así pues, una fuente óptica muy coherente supondría un nivel de ruido modal en el enlace de MMF considerable, producido por la variación en el acoplo entre los modos de orden inferior y superior junto con la presencia del fenómeno de filtrado espacial en los diversos conectores del enlace óptico. Para el caso correspondiente a la fuente sintonizable caracterizada por $\Delta\nu < 1$ MHz, la potencia eléctrica detectada presentó pequeñas variaciones en el tiempo en la respuesta de radiofrecuencia del enlace de MMF, mientras que el uso del láser FP resultó en una respuesta prácticamente invariante en el tiempo.

En la figura 4.2 se ilustra la respuesta en radiofrecuencia desde banda hasta 20 GHz, normalizada respecto a su valor máximo, medida para cada una de las tres fuentes ópticas descritas mediante un Analizador de Componentes Ópticos (LCA). Los resultados ilustrados han sido calibrados respecto a la respuesta eléctrica del conjunto fuente-modulador-detector. Tal y como era de esperar según el modelo analítico desarrollado en el capítulo 2, véase figura 2.7, la respuesta eléctrica correspondiente al empleo del láser sintonizable de altas prestaciones presenta un comportamiento relativamente plano a frecuencias altas, con variaciones máximas de aproximadamente ± 2 dB; mientras que la respuesta correspondiente al láser Fabry Perot se ve afectada por un efecto de filtrado paso-bajo caracterizado por una caída de hasta 15 dB a frecuencias en torno a los 7 GHz. En el caso de la fuente ancha SLED, se observa

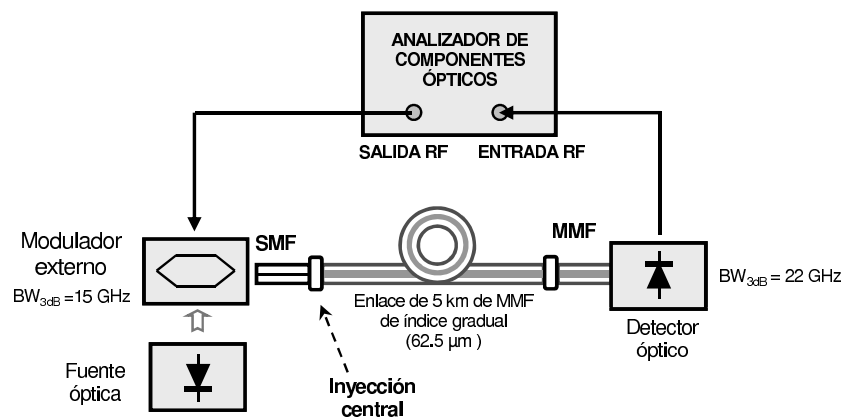


Figura 4.1: Diagrama de bloques experimental para la caracterización del efecto de la coherencia temporal de la fuente óptica sobre la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF

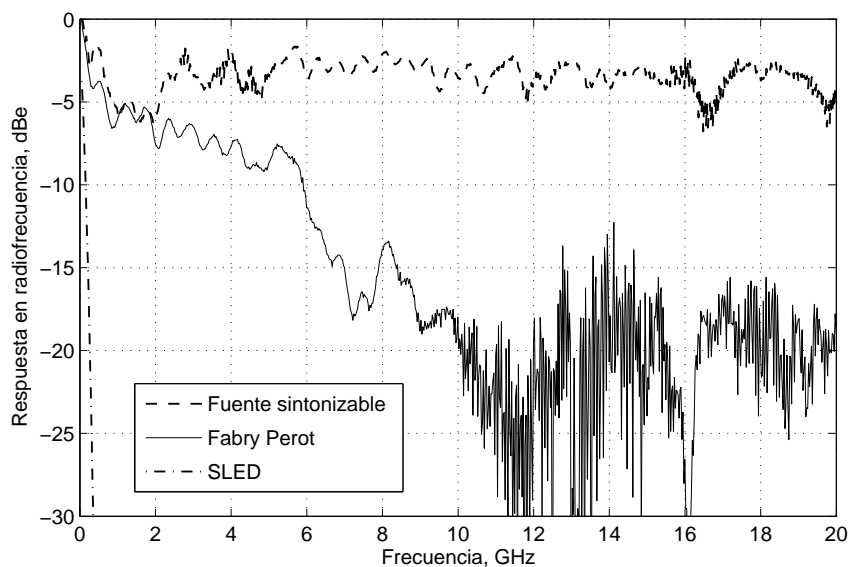


Figura 4.2: Caracterización del efecto de la coherencia temporal de la fuente óptica sobre la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF de 5 km

que la respuesta cae drásticamente tras unos pocos megahercios. A la vista de estos resultados, queda corroborada experimentalmente la premisa de que la posibilidad de transmitir señales de radiofrecuencia de banda ancha a frecuencias altas a través de enlaces de MMF viene obligatoriamente ligada al empleo de fuentes ópticas con

anchura de línea estrecha.

4.3. Evaluación experimental de diversas condiciones de excitación modal

Se ha comprobado en la sección 4.2 que es posible aumentar el ancho de banda de transmisión de un enlace de MMF gracias al empleo de fuentes ópticas caracterizadas por una anchura de línea en ausencia de modulación estrecha. En esta sección estudiaremos otra de las técnicas que permite mejorar aún más la capacidad de transmisión de los enlaces de MMF, la excitación selectiva de modos en el origen de la MMF, [80–87]. Mediante dicha técnica se logra mitigar el impacto de la dispersión intermodal como consecuencia de la reducción del número de modos propagados a través de la MMF gracias a la implementación de un filtrado modal en el extremo transmisor del enlace óptico. En esta sección se efectuará el filtrado modal en el extremo transmisor del enlace de MMF mediante la inyección de una señal óptica monomodo bien en el centro del núcleo de la MMF, subsección 4.3.1, o bien aplicando un cierto desplazamiento radial, subsección 4.3.2, determinado así la condición óptima de inyección de luz en el enlace de MMF que nos permitirá implementar diversas técnicas de transmisión de banda ancha en el capítulo 5.

4.3.1. Condiciones de excitación selectiva central

Mediante la aplicación de técnicas de excitación central se logra inyectar únicamente un subconjunto limitado de modos de orden inferior en la MMF, logrando por lo tanto acoplar sólo una pequeña porción de la potencia total al resto de los modos transmitidos. Dicha condición de lanzamiento de modos, que será implementada en esta tesis lanzando la luz desde una fibra óptica monomodo, implica dos consecuencias notables: concentra la mayor parte de la energía en la región axial del núcleo de la fibra y limita la cantidad de energía localizada en los modos de orden superior, reduciendo en consecuencia el efecto de la dispersión intermodal provocada a raíz del acoplo de potencia de los modos de orden superior a los de menor orden, [80]. Cabe destacar que la excitación central conlleva una penalización en potencia mucho menor que la inyección desplazada, [81].

4.3.2. Condiciones de excitación selectiva desplazada

Una de las soluciones estandarizadas destinadas a mejorar el ancho de banda de transmisión de las fibras multimodo, reduciendo el retardo de grupo diferencial, se basa en condiciones de lanzamiento de modos con desplazamiento radial (*offset launch*) mediante latiguillos estándares que implementan inyección desplazada de modos (*offset launch patchcords*). El objetivo de la inyección desplazada es la excitación selectiva de los modos de orden superior que están localizados en la región intermedia de la sección del núcleo de la MMF, tal y como se muestra en la figura 4.3. Los modos excitados ocupan la región interior sombreada alrededor de la coordenada de desplazamiento ρ , dejando tanto la región axial como la exterior prácticamente

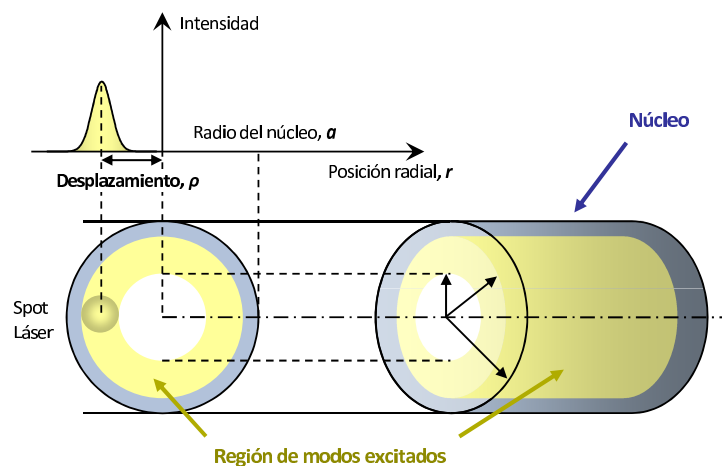


Figura 4.3: Representación esquemática de la inyección desplazada en una MMF

libres de energía electromagnética. La inyección de modos desplazada fue propuesta por primera vez por el Comité de Estandarización IEEE 802.3 en el transcurso la definición del estándar Gigabit Ethernet [1] y posteriormente por el Comité IEEE 802.3 10GBASE-LRM (*Long Reach Multimode*) [88] bajo el objetivo de limitar las variaciones en el ancho de banda que mostraba la fibra multimodo instalada. A través de la inyección desplazada, la región interior radial del núcleo de la fibra multimodo queda excluida de la excitación modal proveniente de la fuente óptica, evitando así la degradación que puedan provocar irregularidades en el perfil del índice de refracción y que suelen afectar a la zona axial del núcleo.

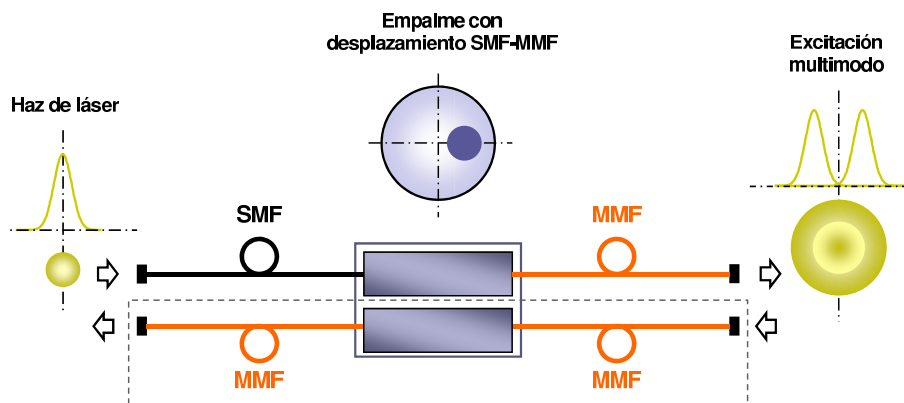


Figura 4.4: Esquema de la condición de inyección desplazada empleada en el estándar 10GBASE-LRM

El latiguillo acondicionador de modos (MCP, del término anglosajón *Mode*

Conditioning Patch cord) o de inyección desplazada (OSL, *OffSet Launch patch cord*), que se muestra en la figura 4.4 consiste en un latiguillo de transmisión dúplex de fibra multimodo que contiene en el extremo inicial un pequeño tramo de fibra óptica monomodo, normalmente inferior a 20 cm de longitud. Uno de los extremos del tramo de SMF está empalmado por fusión a la sección de MMF mediante las especificaciones en desplazamiento definidas por el estándar para un tipo de fibra multimodo dada. Para el caso de una MMF con un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$, el desplazamiento queda fijado en el rango radial comprendido entre 17 y $23 \mu\text{m}$ del centro del núcleo; mientras que para núcleos de $50 \mu\text{m}$ de diámetro, el rango se sitúa entre 14 y $20 \mu\text{m}$.

El principal inconveniente que presenta esta técnica radica en la conservación de la distribución modal excitada a través del enlace de MMF cuando dicho enlace cuenta con varios conectores ópticos. De hecho, cada conector que esté afectado por tolerancias de fabricación modificará la distribución modal inyectada produciendo un aumento del retardo de grupo diferencial.

4.3.3. Caracterización y comparativa

Con el fin de obtener una comparativa de los efectos que producen sobre la capacidad de transmisión de un enlace de MMF las diversas condiciones de excitación de modos y poder establecer en consecuencia una condición de excitación óptima, se caracterizaron las respuestas en radiofrecuencia de dos enlaces de MMF, uno de 500 m y otro de 5 km de longitud. Las respuestas se obtuvieron empleando el láser sintonizable utilizado en la sección 4.2, caracterizado por una anchura de línea $\Delta\nu < 1$ MHz, emitiendo una potencia óptica de 10 dBm a una longitud de onda de 1310 nm. En la figura 4.5 se muestra el diagrama de bloques del correspondiente montaje experimental donde las respuestas en radiofrecuencia fueron obtenidas mediante un Analizador Vectorial de Redes, habiéndose empleado el mismo modulador de intensidad electro-óptico y el mismo detector multimodo que en la sección 4.2. Para realizar el lanzamiento de modos desde el latiguillo de SMF situado en la salida del modulador electro-óptico al inicio del enlace de MMF se han implementado tres técnicas de excitación distintas. La excitación selectiva central de modos se realizará acoplando la fibra SMF directamente al enlace de MMF mediante un conector óptico estándar del tipo FC/PC, mientras que la excitación selectiva con desplazamiento radial se producirá con un latiguillo acondicionador de modos [87] (estándar 10GBASE-LRM, [88]) para MMF de $62.5 \mu\text{m}$. La tercera de las técnicas consiste en el empleo de un sistema de microposicionamiento, implementado mediante componentes de la casa THOR-LABS, que permite la traslación en tres ejes ortogonales, alcanzando un rango total de ajuste grueso de 4 mm y un rango de ajuste fino de $300 \mu\text{m}$ con una resolución de 50 nm. Similares dispositivos microposicionadores han sido utilizados previamente con la misma finalidad en [81, 84–86].

La respuesta en radiofrecuencia del enlace de MMF caracterizada para los tres sistemas de lanzamiento de modos se muestra en las figuras 4.6 y 4.7, calibrada respecto a la respuesta del sistema fuente-modulador-detector, respectivamente para longitudes L del enlace de MMF de 0.5 y 5 km. En estas gráficas, el sistema microposicionador ha sido fijado de manera que la excitación sea central, es decir con el extremo de la SMF alineado en la coordenada de desplazamiento radial ρ de manera que el máximo del haz de luz emitido se sitúe en $\rho = 0 \mu\text{m}$. Tanto para el enlace de corto como para el de medio alcance, observamos que el efecto de filtrado transversal

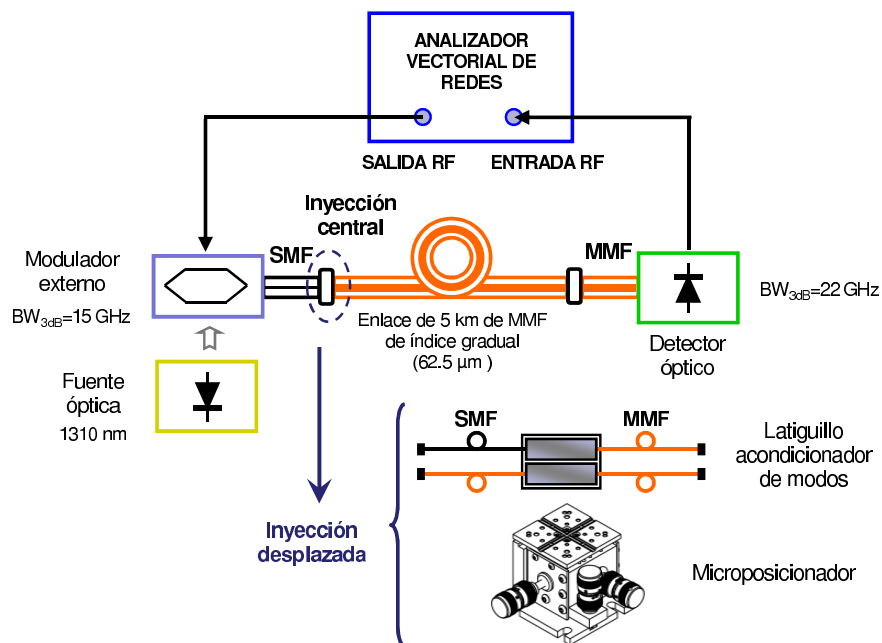


Figura 4.5: Diagrama de bloques experimental para la caracterización de diversas condiciones de excitación modal

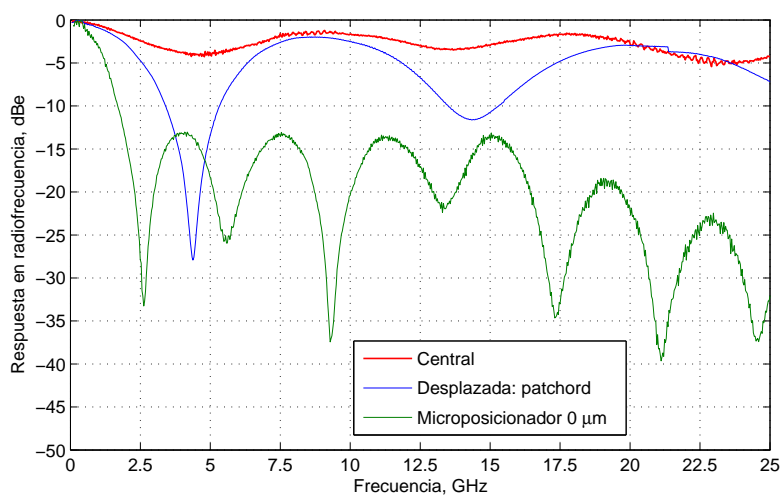


Figura 4.6: Respuesta eléctrica para diversas condiciones de excitación modal. $L=500\text{m}$

de microondas, característico de la respuesta de un enlace de MMF, tal y como se ha establecido en el capítulo 2, aumenta cuando empleamos el latiguillo acondicionador

de modos y aún más para el caso del sistema de traslación, respecto a la inyección central mediante SMF. Así pues se aprecia claramente cómo conforme aumenta el número de modos excitados, aumenta el nivel lóbulo principal a secundario (MSSR, del acrónimo anglosajón *Main to Secondary Sidelobe Ratio*) y disminuye el ancho de banda a -3 dB de las resonancias propias del efecto de filtrado transversal de microondas.

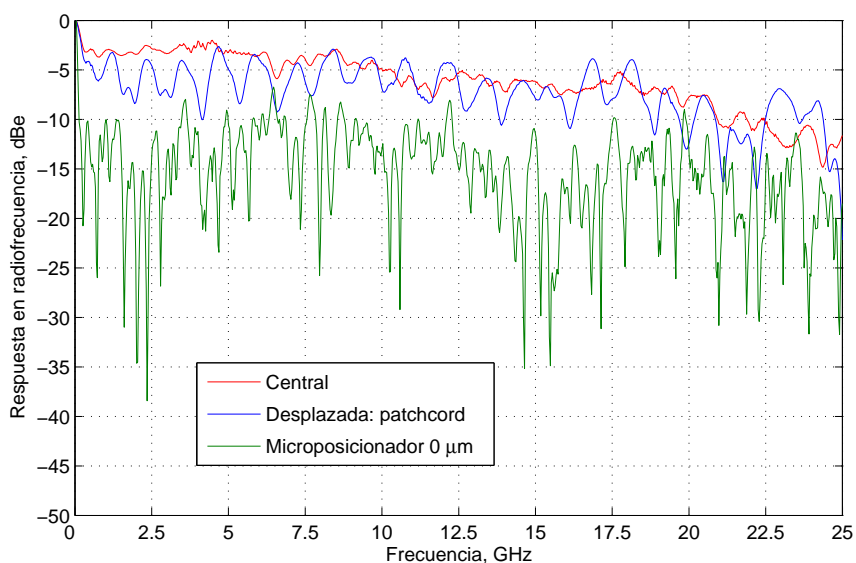


Figura 4.7: Respuesta eléctrica para diversas condiciones de inyección de luz. $L=5\text{km}$

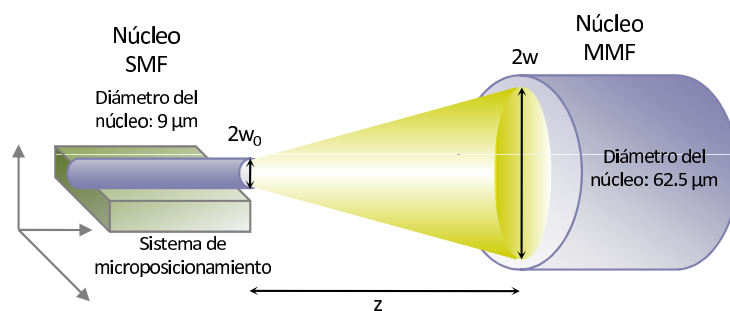


Figura 4.8: Divergencia del haz de luz gaussiano acoplado desde una SMF a una MMF

Cabe destacar que al inyectar la luz directamente desde la SMF a través de un conector óptico estándar, se están excitando un número menor de modos que en el resto de casos puesto que el diámetro de campo modal (MFD, del acrónimo anglosajón *Mode Field Diameter*) de la SMF estándar medido sobre la sección cruzada para campo cercano típicamente toma el valor de $9\ \mu\text{m} \pm 1\ \mu\text{m}$. Si empleamos el latiguillo

acondicionador de modos, en primer lugar el efecto de filtrado se acentúa por excitar un número mayor de modos guiados en la MMF, tal y como se dedujo a partir del modelo analítico desarrollado en el capítulo 2, apartado 2.5.1.2, puesto que se excitan los modos situados en la región radial $17 \mu\text{m} \leq \rho \leq 23 \mu\text{m}$ y, en segundo lugar, porque se han inyectado únicamente los modos de orden superior localizados en la región intermedia de la sección del núcleo de la MMF.

En el caso del sistema microposicionador en tres dimensiones, aunque el extremo de la SMF haya sido alineado de manera que se produzca una excitación central, el número de modos excitados en la MMF es mucho mayor que en el caso del acoplamiento directo de la SMF. La figura 4.8 ilustra el acoplamiento de la luz desde la SMF a la MMF en este caso, donde se ilustra el fenómeno de divergencia del haz de luz lanzado desde una SMF con un diámetro de núcleo de $9 \mu\text{m}$. La luz lanzada desde la SMF, que opera en su modo transversal fundamental, puede describirse por aproximación [6] mediante un haz gaussiano cuya anchura w es función de la distancia de separación entre ambas fibras z

$$w(z) = w_0 \left[1 + \left(\frac{z}{z_0} \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (4.1)$$

donde el ancho mínimo del haz gaussiano corresponde a $2w_0$ y la profundidad de foco o parámetro confocal del haz viene definida como

$$2z_0 = \frac{2\pi w_0^2}{\lambda}, \quad (4.2)$$

siendo λ la longitud de onda de emisión de la fuente óptica. Según la ecuación (4.1), la distancia de separación z en la que la anchura del haz w alcanza el valor del radio del núcleo de la MMF corresponde a $z = 0.334 \text{ mm}$, distancia bastante menor que la separación existente al emplear el sistema microposicionador. En consecuencia podemos afirmar que el lanzamiento de modos implementado mediante el sistema de traslación en tres ejes producirá un lanzamiento de todos los modos (*overfilled launching*) tal y como ocurre si se emplea una fuente tipo LED; en contraposición a la excitación selectiva (*underfilled launching*) producida al emplear las otras dos técnicas de lanzamiento de modos. De hecho, la inclusión del microposicionador introduce unas pérdidas ópticas de 2 dB y de 2.5 dB para los enlaces de MMF de 500 m y de 5 km de longitud respectivamente, respecto a la inyección de luz por acoplamiento directo de la SMF.

En la figura 4.9 se muestra la respuesta en radiofrecuencia del enlace de MMF de 500 m para diferentes desplazamientos radiales efectuados mediante el dispositivo microposicionador, concretamente desde $\rho = 0 \mu\text{m}$, condición en la que se está implementando una excitación uniforme de todos los modos, hasta $\rho = 25 \mu\text{m}$. Se observa cómo al incrementar el desplazamiento desde $\rho = 0 \mu\text{m}$, se produce un ligero aumento del ancho de banda de la resonancia en banda base y una considerable reducción del nivel de lóbulo principal a secundario como consecuencia de excitar los modos con valores de potencia distintos. En otras palabras, se está apodizando la amplitud de las muestras del efecto de filtrado transversal.

La implementación de diversas técnicas de excitación modal ha permitido corroborar experimentalmente que la transmisión de señales radio sobre fibra más

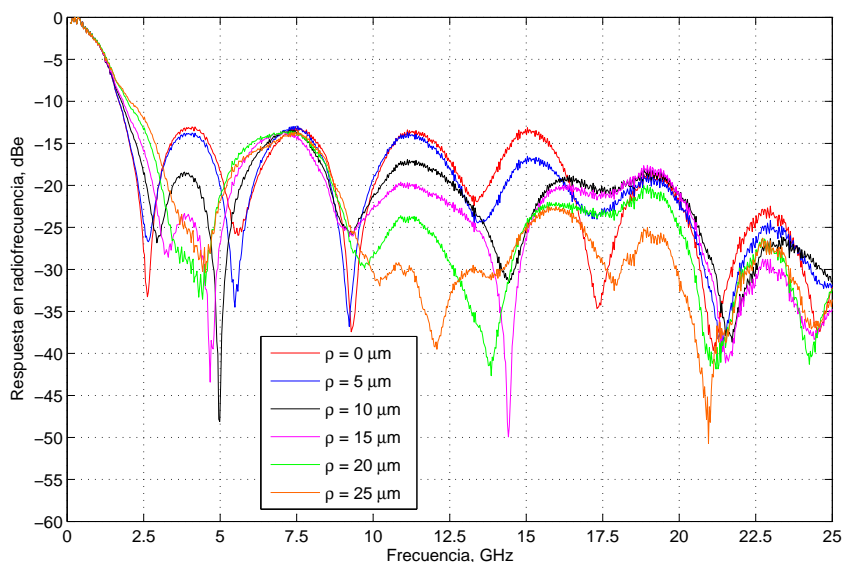


Figura 4.9: Respuesta eléctrica para inyección desplazada mediante microposicionador: desplazamientos radiales ρ

allá del producto ancho de banda por distancia de la MMF es posible si se realiza excitación selectiva central de modos puesto que se suaviza considerablemente el efecto de filtrado transversal de microondas característico de un enlace óptico de MMF. Estos resultados permanecen en línea con los publicados anteriormente. Concretamente en [80] se demostró experimentalmente que la técnica de filtrado de modos de orden menor, tanto en el extremo transmisor como en el receptor, permitía doblar el producto ancho de banda por distancia de la MMF. Posteriormente, en [84, 85] y muy recientemente en [81, 86, 87], empleando un elemento microposicionador similar al implementado en esta sección, se evaluaron diversas condiciones de lanzamiento y se demostró que la condición de excitación central de modos permitía la transmisión de señales digitales de hasta 40 Gb/s a través de longitudes de hasta 3.7 km de MMF de sílice. También en este contexto, [82] demostró que la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF de 12.2 km para frecuencias de hasta 10 GHz no decae con la frecuencia sino que permanece plana con variaciones de hasta ± 3 dB, permitiendo la transmisión de 10 Gb/s, cuando se implementa la excitación selectiva central de modos.

4.4. Respuesta frente a diversas ventanas de transmisión

Finalmente, se ha realizado una comparativa de la respuesta en radiofrecuencia de los mismos enlaces de MMF de corto y medio alcance caracterizados en la sección 4.3 para la segunda y la tercera ventana de transmisión óptica. Para ello se

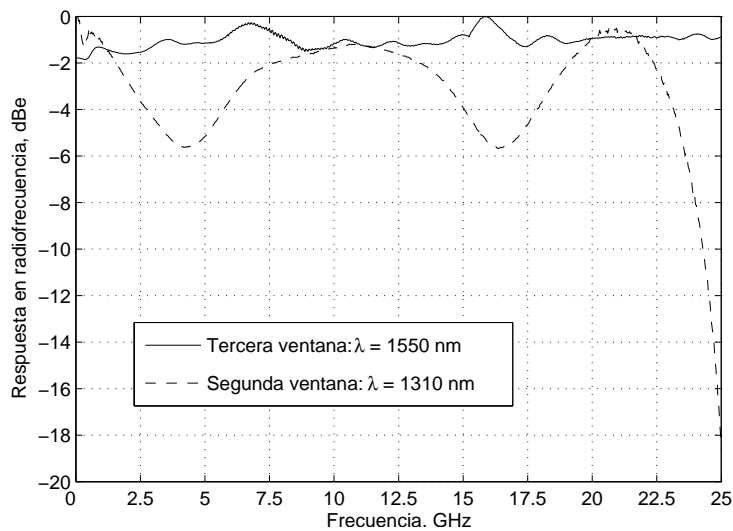


Figura 4.10: Respuesta eléctrica para 2ª y 3ª ventana de transmisión. L=500m

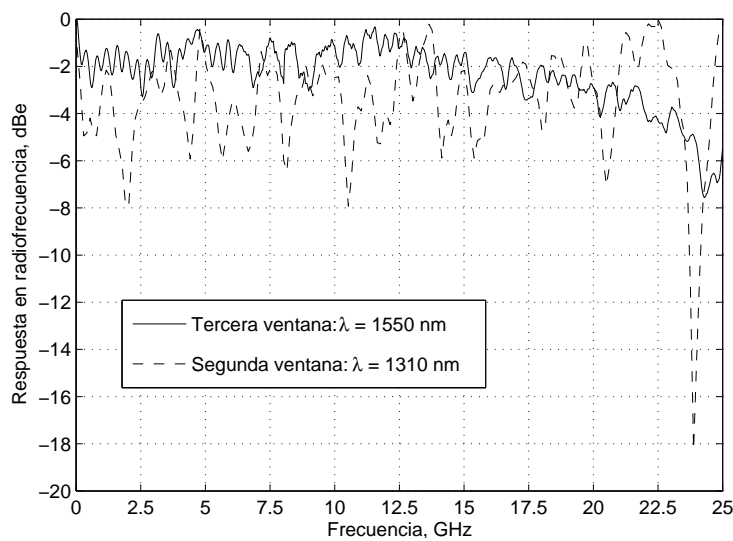


Figura 4.11: Respuesta eléctrica para 2ª y 3ª ventana de transmisión. L=5km

ha implementado el mismo esquema experimental que el representado en la figura 4.5 implementando la excitación selectiva central de modos. Para la caracterización en la segunda ventana de transmisión se empleó el láser sintonizable de SANTEC, fijando una potencia óptica de 10 dBm a una longitud de onda de 1310 nm; mientras que para la tercera ventana se recurrió al láser interno del generador de señal y analizador

de tasa de error de bit ParBERT (*Parallel Bit Error Ratio Tester*) de AGILENT que emite 15 dBm de potencia óptica a una longitud de onda de 1550.12 nm. Las figuras 4.10 y 4.11 muestran la respuesta eléctrica, debidamente calibrada respecto a la respuesta del conjunto fuente-modulador-detector, para ambas ventanas de transmisión correspondientes a longitudes del enlace de MMF de 0.5 y 5 km respectivamente. Para ambas distancias se observa cómo el efecto de filtrado transversal de microondas se reduce al pasar de segunda a tercera ventana de transmisión puesto que se están propagando un número inferior de modos en la MMF. Este hecho implica un aumento en la separación entre las resonancias del efecto de filtrado de microondas o rango espectral libre así como un aumento del ancho de banda a -3 dB de cada una de ellas.

4.5. Conclusiones

El capítulo 2 de esta tesis permitió, gracias al modelo analítico desarrollado, analizar las prestaciones de un enlace de MMF cuando se emplean fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha y se aplican técnicas de excitación central selectiva de modos. De este modo, fue posible anticipar teóricamente la capacidad de los enlaces ópticos de MMF de corto y medio alcance para la transmisión de señales de banda ancha, tanto en banda base como en radiofrecuencia, extendiendo la región espectral de RF a la región de 20-50 GHz. Por ello ha sido necesario en este capítulo analizar y corroborar experimentalmente estos resultados obtenidos mediante la simulación, como paso previo para la posterior aplicación de técnicas de multiplexado SCM y WDM sobre enlaces de MMF que será el objeto del capítulo 5.

En primer lugar, se ha realizado un estudio experimental del efecto de la coherencia temporal de diversas fuentes ópticas sobre la respuesta en radiofrecuencia de enlaces de MMF de sílice de corto y medio alcance. A continuación, se ha evaluado la influencia de diversas condiciones de inyección de luz desde una SMF sobre las prestaciones del enlace, implementando experimentalmente tres sistemas de excitación de modos, total y selectiva bien central o desplazada, en el extremo inicial de la MMF. Finalmente, y también como requisito para el estudio de técnicas de transmisión de banda ancha a realizar en el capítulo 5, se ha efectuado una comparativa de la respuesta en radiofrecuencia emitiendo en las longitudes de onda centrales de la segunda y tercera ventana de transmisión óptica.

Los resultados experimentales obtenidos en este capítulo permiten establecer las dos condiciones necesarias que hacen potencialmente posible la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha, tanto en banda base como en regiones de radiofrecuencia, a través de enlaces de MMF de corto y medio alcance: el empleo de fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha en ausencia de modulación y la aplicación de técnicas de excitación selectiva central de modos.

Estudio experimental de técnicas de transmisión de banda ancha sobre enlaces de fibra multimodo

5.1. Introducción y consideraciones previas

Tal y como se ha comentado en el capítulo de Introducción de esta tesis, una de las condiciones necesarias para alcanzar velocidades de transmisión de hasta 10 Gb/s en enlaces de fibras multimodo de corto y medio alcance es el empleo de fuentes ópticas con una anchura de línea estrecha en ausencia de modulación. Recientemente se ha demostrado que la sustitución de fuentes de emisión de luz de espectro ancho tipo LED por fuentes láser resulta en una considerable mejora del ancho de banda de transmisión de la MMF, puesto que el uso de fuentes LED provoca un importante efecto de filtrado paso-bajo en el espectro en frecuencia del enlace óptico de MMF. Por ello, uno de los requerimientos clave en las técnicas que se van a desarrollar en este capítulo para alcanzar la transmisión de señales radio sobre fibra más allá del producto ancho de banda por distancia típico de la MMF de sílice, es el empleo de fuentes ópticas caracterizadas por una anchura de línea estrecha, como es el caso del láser de realimentación distribuida (DFB) que posee una anchura de línea $\Delta\nu$ comprendida entre 1-10 MHz o del láser de cavidad externa con $\Delta\nu = 10$ KHz.

Gracias a la sustitución del diodo LED por el láser, se han desarrollado recientemente diversas técnicas orientadas a mejorar la capacidad de transmisión de la MMF en entornos de corto y medio alcance, de entre las que cabe destacar, tal y como fue señalado en el capítulo de Introducción: la multiplexación por diversidad de grupos modales, [10–13], la multiplicación de frecuencia óptica, [10, 15], la aplicación de técnicas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), [22], y la multiplexación por subportadora de radiofrecuencia (SCM), [16, 17, 19, 21, 76, 79, 89–91]. De entre las citadas técnicas, especialmente interesante resulta la multiplexación por subportadora puesto que ofrece el potencial para la distribución de servicios radio, servicios inalámbricos como es el caso de los sistemas UWB para redes de acceso personal

y Wi-Fi para redes de área local (véase tabla 1.1 del capítulo 1), así como para la transmisión digital de banda ancha mediante la adecuada combinación de SCM con esquemas de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), [92].

Otro método a destacar para forzar una menor dispersión intermodal consiste en reducir el número de modos propagados a través de la fibra gracias a la implementación de técnicas de filtrado modal bien en el extremo transmisor del enlace de MMF, en el extremo receptor o en ambos, [80, 93]. El filtrado modal en el extremo transmisor se logra excitando un número limitado de grupos modales de orden inferior en la MMF, con lo que únicamente una pequeña porción de la potencia total se acopla al resto de los modos propagados. En este capítulo implementaremos dicho método por medio de la inyección central de la luz procedente de una fibra monomodo, acoplada a la fibra multimodo a través de un conector óptico. Este hecho conlleva dos importantes fenómenos: concentra la mayor parte de energía en la zona axial del núcleo de la fibra y disminuye la cantidad de energía propagada en los modos de orden superior, reduciendo así el efecto de la dispersión modal provocada por el acoplo de los modos de orden superior a los de orden inferior. El filtrado modal en recepción se logra mediante la recuperación de los modos de orden inferior propagados, que implica la pérdida de una cierta fracción de la energía de la señal propagada. La recepción de la señal transmitida por el enlace multimodo se implementará en este capítulo mediante el acoplamiento del extremo de la MMF directamente a una fibra monomodo. Debe tenerse en cuenta que sería posible también realizar el filtrado de los modos de orden superior en lugar de los de orden inferior, técnica que no será considerada en esta tesis porque requiere de técnicas de lanzamiento de modos más sofisticadas.

Además de las técnicas descritas previamente, es posible aumentar aún más la capacidad total de transmisión de los enlaces de MMF gracias a la combinación de la técnica de multiplexación por división de longitud de onda óptica (WDM) con algunas de las técnicas anteriormente propuestas, [20, 21, 77, 89, 94].

Este capítulo presenta un estudio experimental de diversas técnicas de transmisión de señales en banda base y radio sobre fibra de banda ancha a través de enlaces ópticos de MMF de corto y medio alcance. La mejora del producto ancho de banda por distancia típico de la MMF de sílice empleada en este capítulo, caracterizada por un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$ y por un perfil de índice de refracción parabólico, se logra mediante el empleo de fuentes espectralmente estrechas y la aplicación de técnicas de excitación selectiva central de modos en el inicio del enlace de MMF. En la sección 5.2 se describe el primero de los tres resultados experimentales que ocupan el contenido de este capítulo, basado en la transmisión de señales radio sobre fibra en un rango de frecuencias de subportadora comprendido desde los 3 hasta los 18 GHz a través de enlaces de MMF de hasta 5 km de longitud. El segundo de los resultados consiste en la transmisión simultánea de señales radio sobre fibra multiplexadas en subportadora y señales digitales a una tasa de bits de 2.5 Gb/s a través de un enlace de MMF de 5 km de longitud y será presentado en la sección 5.3. Finalmente, la sección 5.4 describe la transmisión libre de errores de 10 canales de datos con una velocidad de 20 Gb/s multiplexados en WDM a través del mismo enlace de MMF. Estos valores suponen un producto tasa de bit agregada por distancia de 1 Tb/s-km, el valor más alto publicado hasta la fecha, a nuestro conocimiento, en cuanto a enlaces de fibra óptica multimodo concierne.

La fibra multimodo de sílice empleada en este capítulo corresponde a la clase OM1 definida en el estándar ISO/IEC 11801, [2]. Este tipo de MMF posee un diámetro de núcleo de $62.5 \mu\text{m}$ y viene caracterizada por poseer un perfil de índice de refracción parabólico, una atenuación de 0.7 dB/km a una longitud de onda óptica λ de 1300 nm y de 1 dB/km para $1300 < \lambda \leq 1380 \text{ nm}$, un ancho de banda típico OFL de $500 \text{ MHz}\cdot\text{km}$ a una longitud de onda óptica λ de 1300 nm . La distancia que puede cubrir según las especificaciones para aplicaciones de 1 GbE alcanza únicamente los 550 metros para $\lambda = 1300 \text{ nm}$.

5.2. Aplicación de técnicas SCM

5.2.1. Introducción

En esta sección mostraremos la demostración experimental de la transmisión de señales radio moduladas en QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) con frecuencias de subportadora distribuidas desde los 3 hasta los 18 GHz [76, 79], a través de enlaces de fibra óptica multimodo de sílice, cuyas características principales han sido descritas en la sección 5.1 cuya longitud alcanza los 5 km . El formato de modulación QPSK es uno de los comúnmente empleados en los actuales estándares de comunicaciones inalámbricas, tales como IEEE 802.11 y 802.16.

5.2.2. Montaje experimental

El esquema del montaje necesario para la demostración experimental de la transmisión de señales multiplexadas en subportadora de radiofrecuencia se ilustra en la figura 5.1. Un generador de señal vectorial de AGILENT, modelo E8267C, es el encargado de generar las subportadoras de RF que son moduladas por un canal de datos digital modulado en QPSK a una tasa de 7.68 Mbit/s . La frecuencia de la subportadora puede variarse en el margen comprendido entre 1 y 20 GHz , pero en nuestro experimento se emplearon portadoras equiespaciadas comprendidas entre los 3 hasta los 18 GHz . La señal de RF combinada nos sirve para modular externamente en intensidad la señal óptica de onda continua generada por el láser sintonizable de la casa SANTEC, empleado previamente en el proceso de caracterización descrito en el capítulo 4, emitiendo a una longitud de onda de 1310 nm . El modulador electro-óptico (EOM) viene diseñado para transmisión de 10 Gb/s a longitudes de onda ópticas en torno los 1550 nm , con lo que cabe tener en cuenta que su diseño se encuentra lejos del punto óptimo de trabajo para esta aplicación concreta. Tras el enlace de MMF, la señal eléctrica es detectada por el detector de banda ancha de Discovery Semiconductors, modelo DSC30S, caracterizado por un ancho de banda a -3 dB típico de 22 GHz y equipado con un latiguillo de MMF. A continuación, la señal detectada es amplificada por un amplificador de RF caracterizado por una ganancia eléctrica de 30 dB y un ancho de banda a -3 dB típico de 40 GHz , antes de ser debidamente demodulada por el analizador de señal de AGILENT, modelo N9020A MXA, caracterizado por un ancho de banda desde 20 Hz hasta 26.5 GHz .

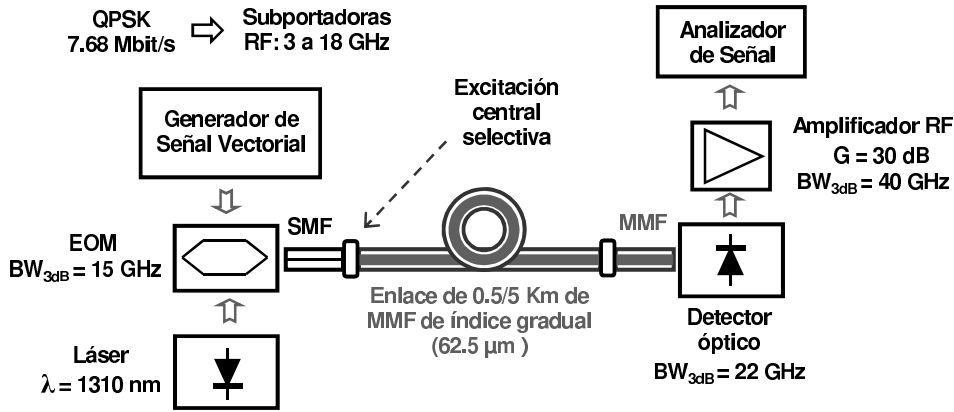


Figura 5.1: Diagrama de bloques del montaje experimental para la transmisión de señales QPSK

5.2.3. Resultados

La transmisión de señales de datos moduladas en QPSK para diferentes frecuencias radio, distribuidas entre 3 y 18 GHz, se implementó sobre dos longitudes de enlace de MMF distintas, 500 m y 5 km, tras el cual el Analizador de Señal se encargó de analizar las constelaciones del espacio de la señal QPSK de los vectores polares en fase (I) y en cuadratura (Q), medidos para los casos correspondientes a las frecuencias de subportadora localizadas en 3, 6, 9, 12, 15 y 18 GHz. El nivel de la potencia eléctrica moduladora entregada por el generador de señal tuvo que ser debidamente ajustado para cada frecuencia de subportadora con el fin de reducir la interferencia entre símbolos. Los niveles ajustados de potencia eléctrica se muestran en la tabla 5.1 para ambos enlaces de MMF. La figura 5.2 ilustra las constelaciones medidas para el enlace de 500 m (Fig. 5.2 (a)) así como para el de 5 km (Fig. 5.2 (b)). Se puede observar claramente cómo cada uno de los vectores polares ilustrados permite una localización precisa de los cuatro puntos de la constelación, incluso para la subportadora situada en 18 GHz, para ambos enlaces. De hecho, se observa tan sólo un ligero incremento de los *clusters* para el enlace de 5 km en los casos correspondientes a frecuencias de 15 y 18 GHz, fenómeno que puede atribuirse a la respuesta en frecuencia del modulador de intensidad externo.

Frecuencia de subportadora (GHz)	3	6	9	12	15	18
Potencia eléctrica (dBm) para L = 500 m	4	11	12	12	15	15
Potencia eléctrica (dBm) para L = 5 km	7	13	15	14	16	16

Tabla 5.1: Potencia eléctrica ajustada para canal de radiofrecuencia

El vector de error es un vector que viene definido como la distancia euclídea en el plano I-Q entre el punto de la constelación ideal y el punto recibido por el detector, tal y como se ilustra en la figura 5.3. El analizador de señal empleado en

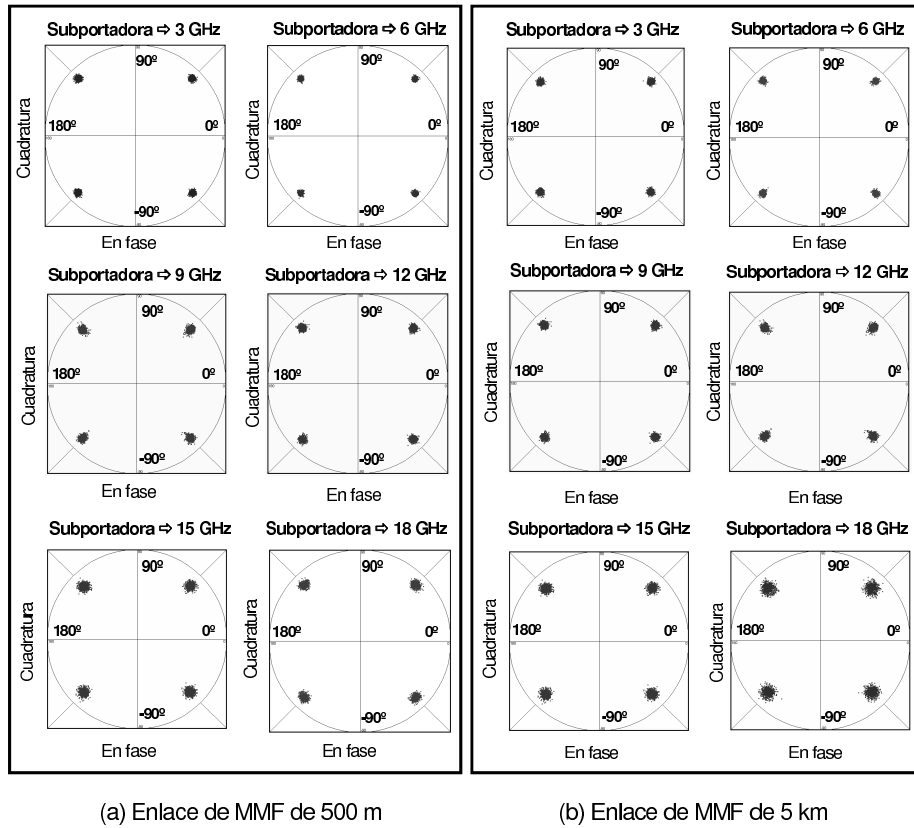


Figura 5.2: Diagramas I/Q de vectores polares medidos para ambos enlaces de MMF

la demostración experimental ofrece la magnitud del vector de error (EVM) correspondiente a una señal QPSK, una medida de la calidad de modulación tanto en fase como en amplitud que relaciona la calidad de la señal actual, es decir del vector de error actual, comparado con una señal ideal, calculada sobre el curso de la constelación ideal. El EVM que se muestra en este capítulo se corresponde con el valor cuadrático medio eficaz o RMS, (del acrónimo anglosajón *root-mean square*), dado como porcentaje, de la razón entre la potencia del vector de error y la potencia del vector de referencia sobre el tiempo en los instantes de las transiciones de reloj

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{P_{error}}{P_{referencia}}} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

donde P_{error} es la potencia RMS del vector de error y $P_{referencia}$ es la potencia RMS de la señal transmitida ideal.

EVM es una medida de calidad muy común y ampliamente recurrida en sistemas de comunicaciones digitales. Por ejemplo, el estándar 3GPP (*3rd Gene-*

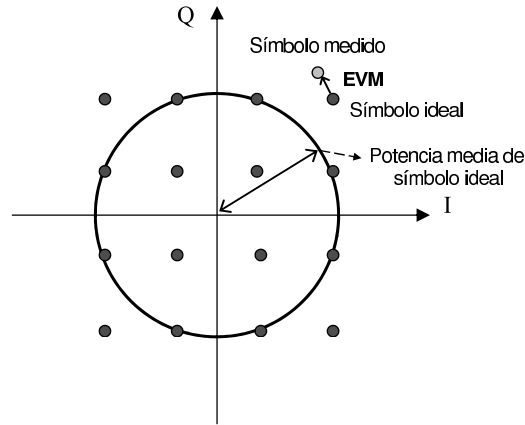


Figura 5.3: Cálculo de la Magnitud del Vector de Error (EVM)

ration Partnership Project), destinado a distribuir contenidos multimedia en redes inalámbricas y por tanto presente en sistemas W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*) y HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*), estipula que el valor de EVM no debe exceder el 17.5 % cuando la estación base está transmitiendo una señal compuesta empleando únicamente modulación QPSK mientras que no debe exceder el 12.5 % si también se incluye modulación 16 QAM. El EVM está estrechamente relacionado con la razón de error de modulación (MER), pero con la salvedad de que para EVM se emplea como potencia de referencia la potencia del punto de la constelación con el mayor nivel de potencia.

En la figura 5.4 se muestra el promedio de los valores medidos de EVM para cada una de las dos configuraciones, enlaces de MMF de corto y medio alcance. Se observa que para cada una de las frecuencias moduladoras seleccionadas, los valores de EVM medidos no sobrepasan valores de 4 % y 6.5 % para las longitudes de 0.5 km y 5 km respectivamente, porcentajes que se sitúan bastante por debajo de la magnitud máxima permitida por el estándar 3GPP previamente mencionado. Estos valores pueden mejorarse significativamente si se recurre a un modulador de intensidad con una respuesta en frecuencia optimizada para nuestra aplicación, ya que el EVM medido para el sistema sin el enlace de MMF alcanzó por sí solo un valor de un 1 %.

Finalmente caber concluir que los resultados obtenidos en esta sección siguen la línea del trabajo experimental previamente publicada, [19, 45], pero extienden la combinación de rango de frecuencia (desde los 3 hasta los 18 GHz) y longitud del enlace a los valores más altos obtenidos hasta la fecha de publicación de esta tesis para enlaces de fibra óptica multimodo. Queda corroborada en esta primera demostración experimental la capacidad de los enlaces ópticos de MMF, de corto y medio alcance, para el transporte de señales radio sobre fibra multiplexadas a frecuencias altas, siempre que se empleen fuentes ópticas con anchura de línea estrecha y se implementen técnicas de inyección selectiva central de modos en el inicio de la MMF.

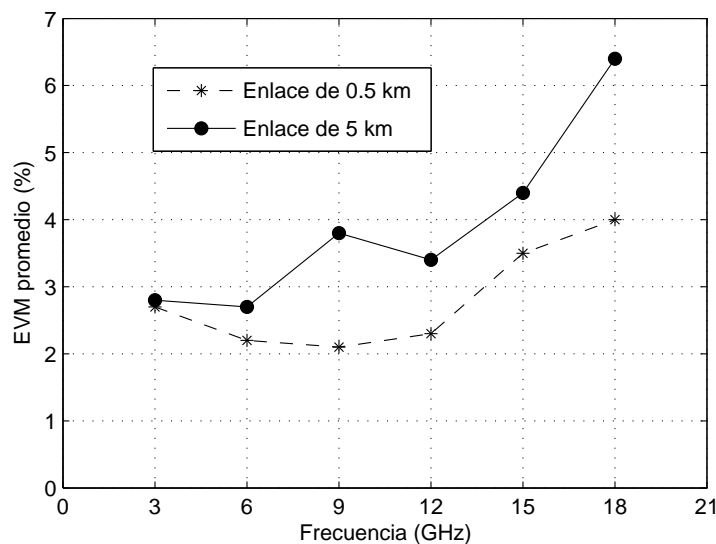


Figura 5.4: EVM medio medido según la frecuencia de subportadora para ambos enlaces de MMF

5.3. Transmisión simultánea de banda base y radio sobre fibra

5.3.1. Introducción

El resultado presentado en la sección anterior sugiere la posibilidad de transmitir una combinación de señales digitales en banda base y señales radio sobre fibra multiplexadas en subportadora en un canal de longitud de onda óptica dada, [91]. En esta sección se describirá la demostración experimental de la transmisión simultánea de señales analógicas y digitales a través de un enlace de 5 km de MMF. Tal y como se ha indicado en la sección anterior, gracias al empleo de una fuente óptica con anchura de línea estrecha y a la implementación de filtrado modal en el extremo transmisor por medio del lanzamiento central de modos desde una fibra óptica monomodo, se ha logrado realizar la primera transmisión simultánea hasta la actualidad de señales en banda base y de radio sobre fibra a través de un enlace de MMF. La señal radio sobre fibra en cuestión se compone de 95 canales de televisión por cable (CATV) multiplexados en frecuencia, subidos en frecuencia a una banda radio centrada en 9 GHz; mientras que la transmisión digital se compone de un flujo de datos codificados en NRZ a una velocidad de 2.5 Gb/s.

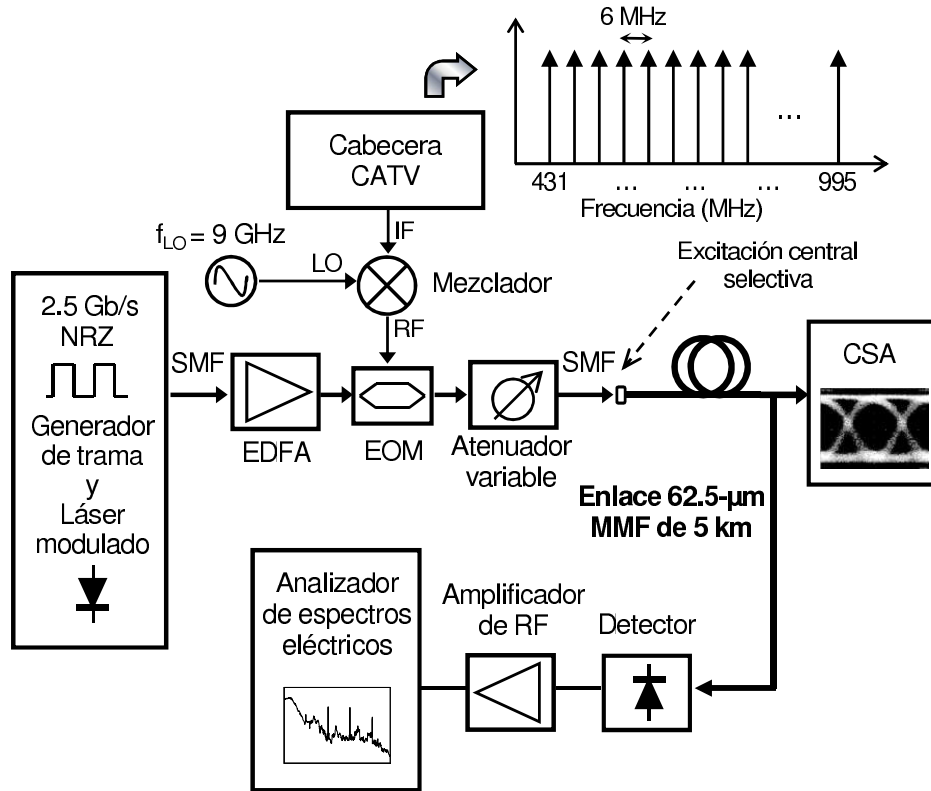


Figura 5.5: Diagrama de bloques del sistema experimental para transmisión simultánea

5.3.2. Montaje experimental

El diagrama de bloques del sistema implementado para la demostración experimental de la transmisión simultánea de señales en banda base y de radio sobre fibra a altas frecuencias se muestra en la figura 5.5. El generador de trama digital, *Optical Test System OTS9000*, de la casa Tektronix, suministra una señal óptica a 1550 nm modulada por un flujo de datos codificado en NRZ compuesto por una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS, del acrónimo anglosajón *Pseudorandom binary sequence*) de longitud $2^{31} - 1$ bits a una velocidad de 2.5 Gb/s. Tras ser amplificada por una amplificador óptico de fibra dopada con Erbio (EDFA) caracterizado por una ganancia óptica de 20 dB, la señal es modulada externamente a través de un modulador electro-óptico (EOM) por una señal analógica de radiofrecuencia compuesta por 95 canales multiplexados en subportadora, espaciados entre sí 6 MHz, subidos a una frecuencia de 9 GHz, situándose así la correspondiente banda lateral superior en la banda que va desde los 9.431 GHz hasta los 9.995 GHz. El modulador de intensidad electro-óptico ha sido diseñado para velocidades de transmisión de 10 Gb/s en longitudes de onda óptica en torno a los 1550 nm, por lo que su diseño se con-

sidera completamente óptimo para la aplicación que se describe en esta sección. La salida óptica del modulador electro-óptico se ajusta mediante un atenuador óptico variable antes de ser inyectada con excitación central a través de un conector del tipo FC/PC desde la fibra monomodo al enlace de 5 km de fibra óptica multimodo, caracterizada por un parámetro de dispersión cromática de primer orden estándar $D = 17 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ para transmisión en tercera ventana. Cabe destacar que la técnica de excitación selectiva central implementada implica un desplazamiento radial de 0 a $2 \mu\text{m}$; ofreciendo por lo tanto el efecto de filtrado modal espacial en el inicio del enlace de MMF mediante el lanzamiento de un limitado número de modos de orden inferior.

Con el fin de caracterizar los diagramas de ojos de la señal digital en banda base a 2.5 Gb/s, la salida del enlace de MMF se acopló directamente a la entrada óptica de MMF de $62.5 \mu\text{m}$ de diámetro de núcleo y ancho de banda 2.5 GHz del Analizador de Señal de Comunicaciones (CSA, del acrónimo anglosajón *Communications Signal Analyzer*). La caracterización del espectro de salida eléctrico requiere que la salida óptica del enlace de 5 km sea detectada mediante el fotodetector tipo PIN modelo DSC30S de Discovery Semiconductors, caracterizado por un ancho de banda de 22 GHz y por disponer de un latiguillo de entrada de MMF. La señal eléctrica de salida es amplificada mediante un amplificador de RF que dispone de un ancho de banda de 40 GHz y suministra una ganancia eléctrica de 30 dB.

5.3.3. Resultados

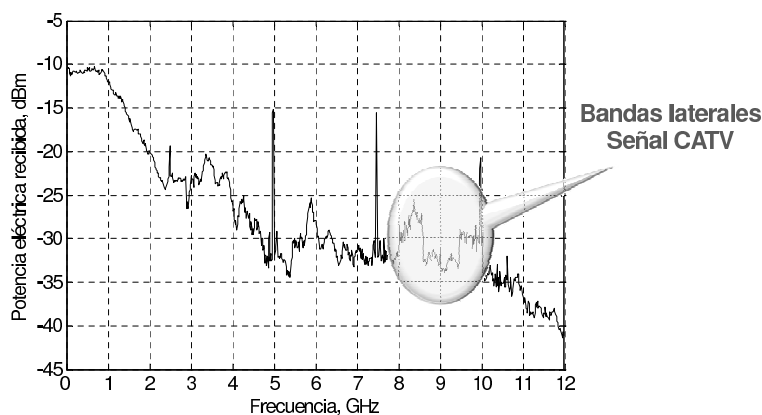


Figura 5.6: Espectro eléctrico total recibido

Con el objetivo de corroborar las prestaciones del esquema propuesto en esta sección para la transmisión simultánea de señales radio sobre fibra y digitales en banda base, se midió el espectro eléctrico recibido a la salida del amplificador eléctrico de 30 dB de ganancia. La figura 5.6 muestra la totalidad del espectro eléctrico medido desde 0 hasta 12 GHz, donde se identifican claramente el espectro en banda base de la señal digital a 2.5 Gb/s y el espectro de la señal analógica de alta frecuencia, localizada en las bandas laterales $[8.005, 8.569] \text{ GHz}$ y $[9.431, 9.995] \text{ GHz}$. El espectro

eléctrico del múltiplex de las 95 portadoras, donde cinco canales espaciados 6 MHz se muestran con más detalle, se ilustra en la figura 5.7.

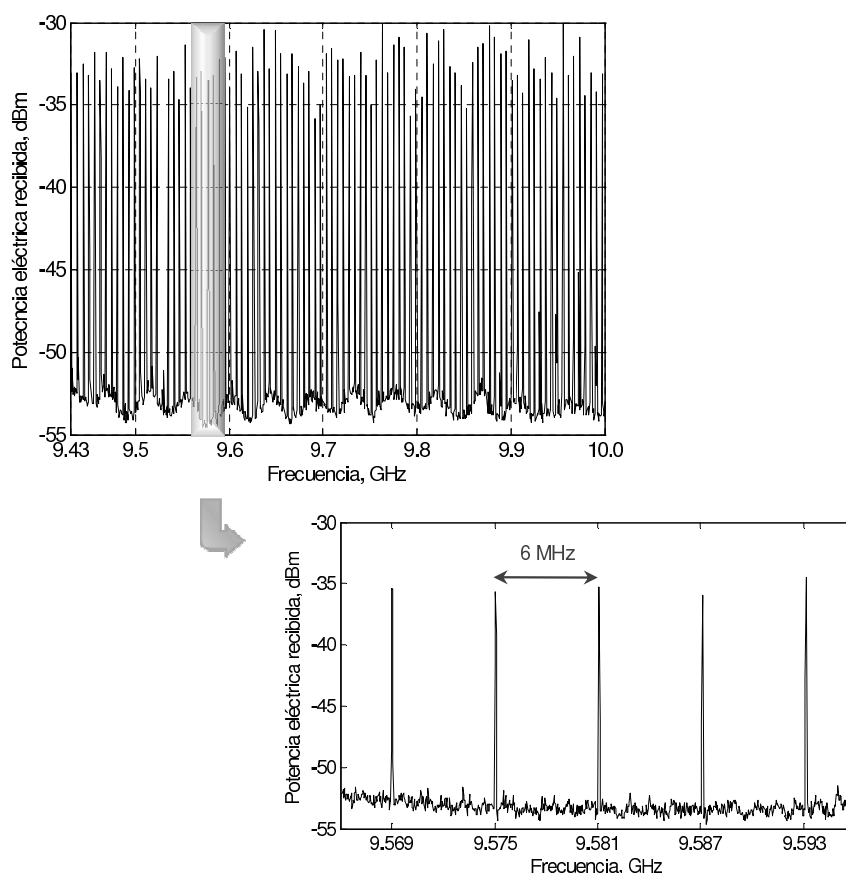


Figura 5.7: Espectro eléctrico recibido para la banda superior de CATV

Para la evaluación del impacto sobre nuestro sistema de las distorsiones de segundo y tercer orden, se recurrirá a una medida frecuentemente empleada en sistemas de televisión por cable, CATV, así como de telefonía móvil, el parámetro de distorsión compuesta de segundo orden (*Composite Second Order, CSO*) y el parámetro de distorsión compuesta de triple batido (*Composite Triple Beat, CTB*). Dichos parámetros de calidad se definen, respectivamente, como la relación de potencia eléctrica entre las señales de distorsión de segundo y de tercer orden y la portadora de radiofrecuencia. La distorsión por intermodulación caracterizada en la salida eléctrica de la cabecera de CATV para la transmisión de todo el plan de frecuencias se situó en los valores comprendidos en el rango desde los -69 a los -65 dBc para los parámetros CSO y CTB. Estos valores corresponden a un nivel de potencia de portadora medida situada entre los -23 y los -26 dBm. Al implementar la transmisión simultánea de las señales analógica y digital, los valores de distorsión medidos a la salida del enlace de fibra multimodo de 5 km de longitud alcanzaron valores en el rango entre -41 y -39

dBc para el parámetro CSO y de -42 a -39 dBc para el parámetro CTB. Cabe notar que el mezclador de RF encargado de subir la señal de salida de la cabecera a los 9 GHz provoca una penalización en potencia que introduce una degradación en el CSO y el CTB en torno a los 16 dB; mientras que la degradación debida a la transmisión a través del enlace de MMF de 5 km varía desde los 3 a los 7 dB a lo largo del plan de frecuencias de CATV caracterizado. Asimismo cabe resaltar que los mínimos valores absolutos del parámetro CSO se localizaron en los canales de menor frecuencia donde el número de productos de intermodulación de segundo orden, N_{CSO} es máximo, mientras que para la medida del CTB, el número de productos de intermodulación de tercer orden N_{CTB} alcanza su máximo en los canales de frecuencias intermedias.

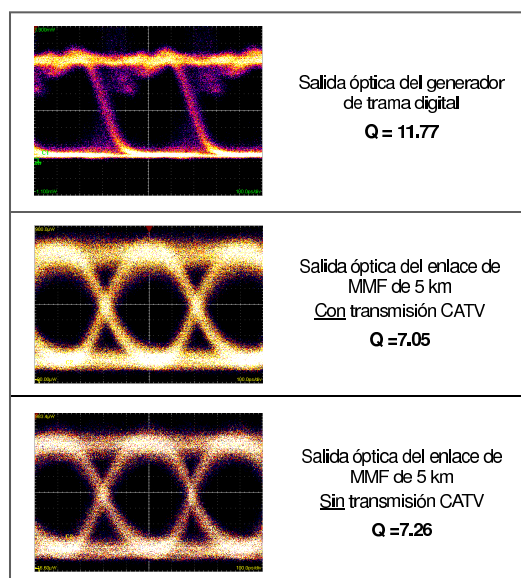


Figura 5.8: Diagramas de ojos medidos y factores de calidad Q para la transmisión digital a 2.5 Gb/s

La evaluación de las prestaciones de la transmisión digital a 2.5 Gb/s requiere la medida del diagrama de ojos recibido a la salida del enlace de MMF y de su correspondiente factor de calidad Q. La figura 5.8 muestra los diagramas de ojos recuperados a la salida óptica del generador de trama digital y a la salida del enlace de MMF de 5 km para la condición de transmisión independiente de la señal de datos digital, así como para el caso de transmisión simultánea de la señal analógica y la señal de datos digital. Puede observarse que se dispone de diagramas de ojos abiertos a la salida del enlace de MMF en ambos esquemas de transmisión, obteniéndose valores del factor de calidad $Q = 7.26$ para la transmisión digital independiente y $Q = 7.05$ para la transmisión simultánea. Estos resultados implican una tasa de error de bit $BER < 10^{-12}$ para una potencia óptica recibida al final del enlace de -3 dBm. Si procedemos a comparar ambos resultados, podemos afirmar que la distorsión producida por la inclusión de la señal radio sobre fibra es prácticamente despreciable sobre la transmisión digital a 2.5 Gb/s.

La figura 5.9 ilustra la tasa de error de bit medida frente a la potencia óptica recibida, así como su regresión lineal según el método de mínimos cuadrados, para la señal PRBS digital a 2.5 Gb/s en presencia de la transmisión de la señal de CATV. En ella se observa cómo se ha alcanzado una transmisión libre de errores en un rango de potencias recibidas desde los -3 a los -7 dBm. Cabe tener en consideración que el esquema de lanzamiento central de modos SM-MM provoca una penalización en potencia de alrededor de 2 dB para valores de BER de 10^{-9} tras el enlace de MMF de 5 km; hecho que permanece en línea con los resultados presentados en [81] para la transmisión de una señal a 10 Gb/s y la misma tasa de BER a través de un enlace de MMF de 3.7 km de longitud implementando también un lanzamiento central de modos.

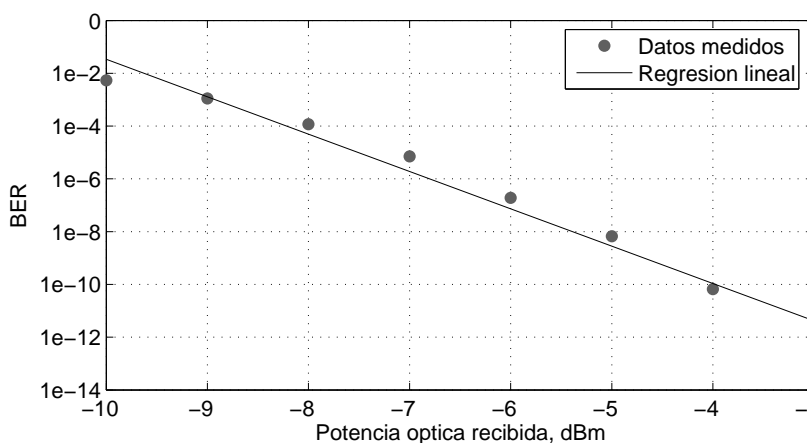


Figura 5.9: Tasa de error de bit (BER) frente a la potencia óptica recibida para la transmisión digital a 2.5 Gb/s

Tras el análisis de los resultados, podemos afirmar, al igual que se hizo para la aplicación de técnicas SCM, sección 5.2, que la transmisión de señales de banda ancha en banda base y a frecuencias radio a través de enlaces de MMF es posible si se recurre a un láser con anchura de línea estrecha y a técnicas de inyección central de modos. Concretamente, en esta sección se ha alcanzado la transmisión simultánea de una señal digital a una velocidad de 2.5 Gb/s libre de errores así como una señal radio sobre fibra formada por 95 canales de televisión por cable (CATV) multiplexados en frecuencia, subidos a una banda radio centrada en 9 GHz.

5.4. Aplicación de técnicas WDM

5.4.1. Introducción

Una de las tecnologías de multiplexado más eficaces en sistemas de comunicaciones ópticas y que ha supuesto por tanto una revolución en el campo de las

telecomunicaciones es la multiplexación por división de longitud de onda (WDM). Mediante la técnica WDM se logra crear varios canales paralelos sobre la misma fibra óptica, tanto en SMF como en MMF, valiéndonos de una longitud de onda óptica diferente para cada canal de datos a transmitir. A tal fin, se requiere en ambos extremos transmisor y receptor, una serie de filtros ópticos para multiplexar y demultiplexar, respectivamente, las señales radio. Una de las ventajas de esta técnica radica en que, gracias a que el multiplexado se lleva a cabo por diferenciación de longitud de onda, puede emplearse cualquier formato arbitrario de la señal a transmitir. Existen dos variantes de WDM, denso (DWDM, *Dense WDM*) y grueso (CWDM, *Coarse WDM*). CWDM, a veces denominada como WDM de banda ancha, emplea un espaciado en longitud de onda mayor que en DWDM, cuyo valor viene fijado según la rejilla ITU-T G.694.2 a 20 nm y, por lo tanto, resulta más tolerante respecto a desviaciones de la longitud de onda y, en consecuencia, a fluctuaciones de la temperatura. CWDM lleva asociado un coste menor que DWDM puesto que presenta unos requerimientos mucho más relajados en cuanto al diseño del sistema y a sus respectivos componentes. Sin embargo, las prestaciones que puede alcanzar el DWDM son mucho mayores, puesto que se trabaja con espaciados menores, como son valores de 50, 100 y 200 GHz definidos en el estándar ITU-T G.692 (correspondientes respectivamente a espaciados en longitud de onda de 0.4, 0.8 y 1.6 nm a una longitud de onda de 1552 nm). En este contexto, se ha llegado a disponer comercialmente de sistemas de multiplexado con un total de alrededor de hasta 80 canales situados sobre un espaciado de 50 GHz en la banda C.

Cabe notar que la aplicación de la técnica WDM se encuentra prácticamente restringida a redes de largo alcance que empleen fibra óptica monomodo. Los selección de componentes empleados en técnicas WDM abarca desde filtros de película fina (*thin-film filters*), *Arrayed Waveguide Gratings* (AWG) a redes de difracción de Bragg (*Fiber Bragg Gratings*, FBG), todos diseñados para ser compatibles únicamente con la fibra monomodo. Sin embargo, en respuesta al incremento del tráfico en las redes de área local y puesto que la MMF de IG se emplea predominantemente en redes LAN, diversos grupos de investigación han propuesto recientemente soluciones para implementar WDM en enlaces de MMF, con el objetivo de lograr la transmisión a velocidades por encima del gigabit por segundo e incluso el potencial para capacidades que alcanzan el terabit por segundo, [21]. Se han desarrollado soluciones para mantener el uso de la infraestructura de MMF tanto en CWDM de bajo coste como en DWDM. En relación a CWDM, destacaremos [95], donde se describe un transceptor de cuatro canales diseñado para operar con MMF, mientras que en referencia a la aplicación de técnicas de DWDM sobre enlaces de MMF cabe destacar la contribución de [20, 21, 89, 94].

En esta sección se procederá a describir la demostración experimental de la transmisión de 10 x 20 Gb/s canales de datos mediante 10 canales de DWDM ubicados sobre la rejilla ITU de 200 GHz de separación en la banda C, a través de un enlace de fibra multimodo de 5 km, [77]. Al igual que en los sistemas de transmisión descritos en las secciones 5.2 y 5.3, se logrará una transmisión libre de errores gracias al empleo de láseres con anchura de línea estrecha del tipo DFB y a la implementación de la técnica de filtrado modal en transmisión mediante excitación selectiva central de modos.

5.4.2. Montaje experimental

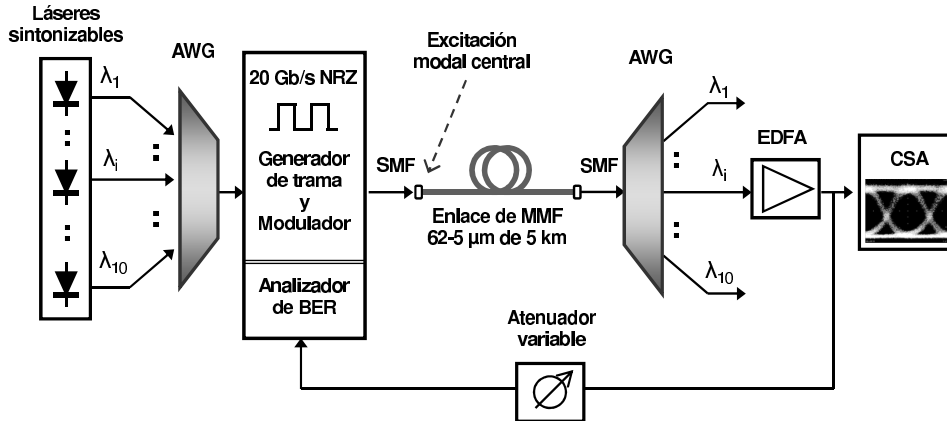


Figura 5.10: Diagrama de bloques del sistema experimental para transmisión WDM

El esquema del montaje empleado para la demostración experimental se muestra en la figura 5.10. La señal codificada en NRZ (*Non Return to Zero*) a una tasa de bit de 20 Gb/s es modulada por 10 longitudes de onda óptica espaciadas entre sí 200 GHz (1.6 nm) sobre la rejilla ITU en la banda C, resultando en una tasa agregada de 200 Gb/s. Cada una de las señales de onda continua provenientes de diez láseres idénticos de realimentación distribuida (DFB) suministra 8 dBm de potencia óptica de salida. Las 10 longitudes de onda óptica distribuidas desde los 1540.56 hasta los 1554.94 nm son multiplexadas por medio de un AWG comercial de 40 canales de la casa ALCATEL, que dispone de su correspondiente dispositivo de control de temperatura. Previamente a la modulación con el modulador electro-óptico del generador de señal y analizador de BER ParBERT (*Parallel Bit Error Ratio Tester*) de AGILENT, se controla convenientemente el estado de polarización de cada uno de los canales mediante un control de polarización. Una vez modulados con un flujo de datos codificado en NRZ con una secuencia pseudoaleatoria de bit (PRBS) de longitud $2^{31} - 1$; los 10 canales ópticos son lanzados con inyección central de modos desde la fibra monomodo a un enlace de fibra multimodo del mismo tipo que el empleado en las dos secciones anteriores de 5 km de longitud, caracterizado por un parámetro de dispersión cromática estándar $D = 17$ ps/(km·nm) en la tercera ventana de transmisión óptica. La propagación a través del enlace de 5 km asegura la decorrelación temporal de la secuencia PRBS entre canales adyacentes, que resulta equivalente a haber transmitido los canales previamente modulados con secuencias de bit pseudoaleatorias de longitud $2^{31} - 1$ independientes. El esquema de inyección SM-MM ofrece el efecto de filtrado espacial inicial excitando únicamente un número limitado de modos de orden inferior en el enlace multimodo.

En recepción, el extremo final del enlace de MMF se acopla a la fibra monomodo del dispositivo demultiplexor de modo que se produce un efecto de filtrado de los modos de orden superior propagados a través de la MMF, que fueron excitados como causa del acoplo intermodal de los modos inicialmente inyectados. Cabe destacar que esta técnica de filtrado elimina algo de la energía de la señal y, por lo

tanto, provoca pequeñas pérdidas ópticas. Cada una de las 10 longitudes de onda se selecciona mediante el segundo AWG de 40 canales, idéntico al empleado como dispositivo multiplexor, la salida del cual es amplificada por un amplificador EDFA de 20 dB de ganancia óptica, antes de ser debidamente detectada y analizada por el Analizador de señal de comunicaciones de TEKTRONIX y por el analizador de tasa de error de bit de 40 Gb/s del ParBERT.

5.4.3. Resultados

A pesar de que se requiera la implementación de la técnica de filtrado modal en recepción para la implementación experimental de la multiplexación por división de longitud de onda, tal y como se describe en el esquema de la figura 5.10, por no disponer de un dispositivo multimodo para el proceso de demultiplexación; se implementó la detección multimodo con un fotodetector multimodo del tipo PIN seguido de un amplificador de radiofrecuencia de 30 dB de ganancia eléctrica y 40 GHz de ancho de banda, para el caso de transmisión independiente de cada canal. Los resultados obtenidos muestran que se logra una transmisión libre de errores incluso si no existe transición multimodo a monomodo en el extremo final del enlace. El diagrama de ojos detectado y el factor de calidad Q correspondientes al canal óptico situado a una longitud de onda de 1551.72 nm se muestran en la figura 5.11 para una tasa de transmisión de 20 Gb/s; quedando pues demostrado que el potencial para la transmisión de radio sobre fibra de banda ancha a frecuencias altas no queda degradado por el acoplo de todos los modos propagados al área del detector.

Finalmente, se recurrió al montaje con conversión multimodo a monomodo en recepción ilustrado en la figura 5.10 para implementar el proceso de multiplexado/demultiplexado de los 10 canales ópticos WDM. La figura 5.12 muestra los diagramas de ojos recuperados, tras la transmisión simultánea a lo largo de los 5 km de MMF, para cada uno de los canales recibidos a 20 Gb/s cuyas longitudes de onda abarcan desde los 1540.56 hasta los 1554.94 nm. Se observa para todas las longitudes de onda diagramas de ojos abiertos, que resultan en factores de calidad Q comprendidos entre 8.13 y 9.74, valores que implican una tasa de error de bit BER no superior a 10^{-15} para una potencia óptica recibida media de 1 dBm. Si se comparan estos resultados con aquellos presentados anteriormente para el caso de detección multimodo, se observa una mejora del factor de calidad Q que puede atribuirse a la ganancia en potencia óptica suministrada por el EDFA situado a la salida del AWG demultiplexor.

La figura 5.13 muestra los puntos de BER medidos para cada uno de los 10 canales detectados en relación al nivel de potencia óptica recibida. A pesar de las diferencias en los niveles de potencia recibida entre canales, debidas en parte a las diferencias en la atenuación sufrida en el proceso de multiplexación/demultiplexación, se puede afirmar que el BER correspondiente a cada canal seleccionado sigue un comportamiento similar. Para cada uno de los canales se obtiene transmisión libre de errores para niveles de potencia óptica recibida comprendidos en el rango de -7 a -4.5 dBm.

La aplicación de la técnica WDM en combinación con el empleo de fuentes ópticas espectralmente estrechas y de excitación selectiva central de modos ha permitido alcanzar un producto tasa de bit agregada por distancia de 1 Tb/s-km, valor

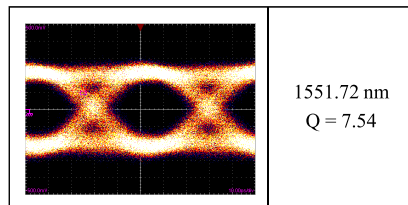


Figura 5.11: Diagrama de ojos y factor de calidad Q bajo detección multimodo

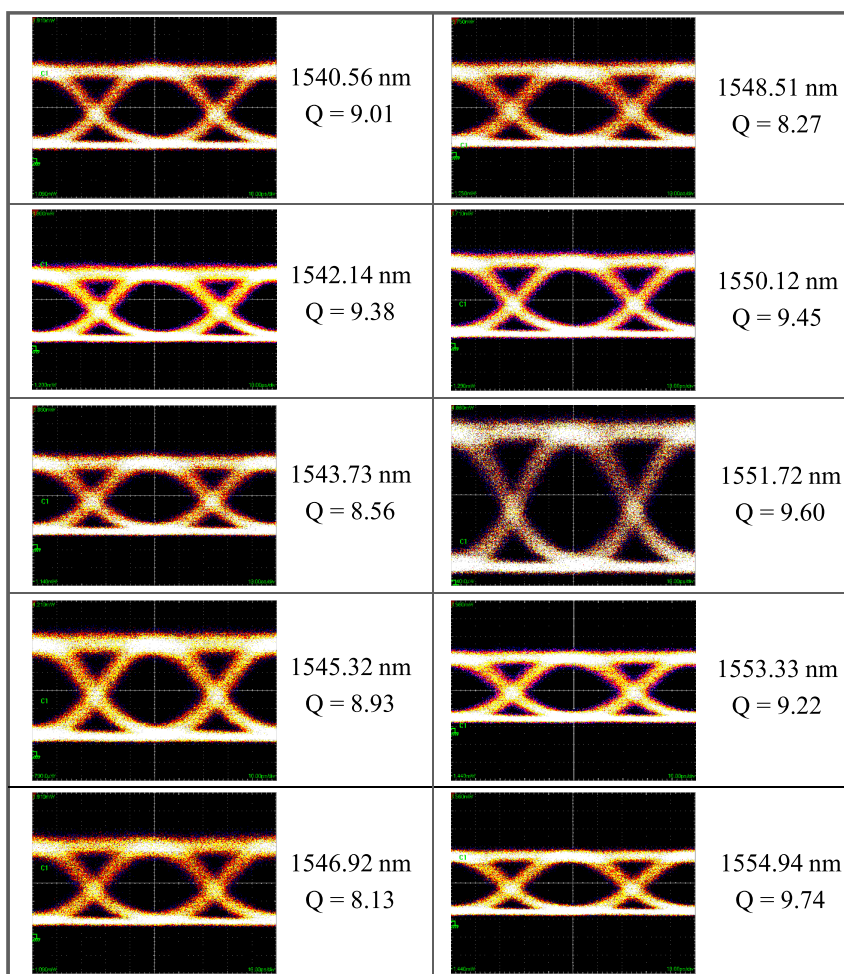


Figura 5.12: Diagramas de ojos y factores de calidad Q para cada canal WDM demultiplexado

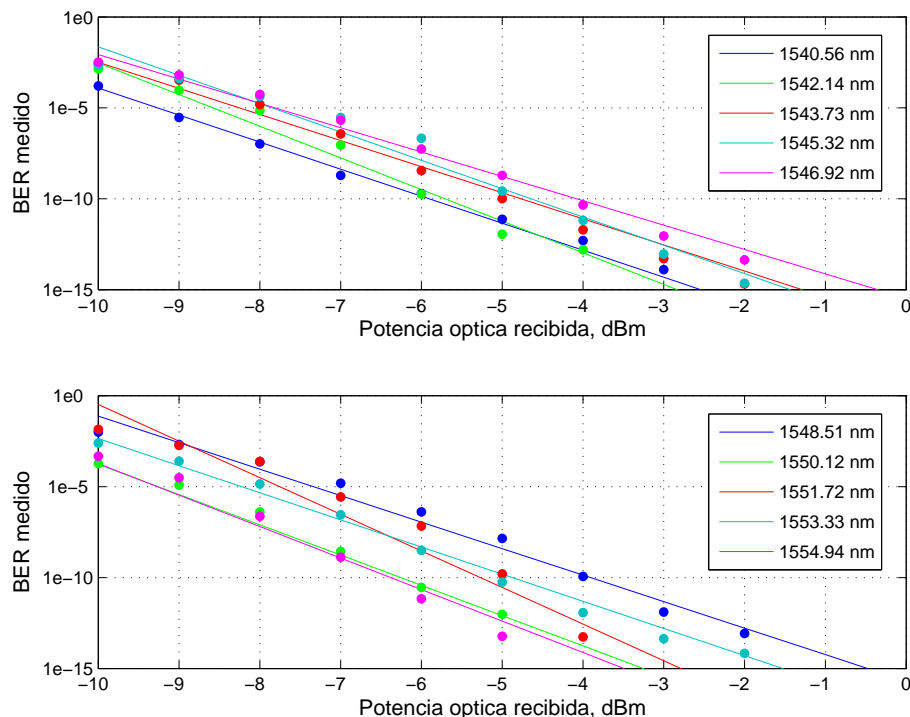


Figura 5.13: Tasa de error de bit frente a potencia óptica recibida para cada canal WDM demultiplexado

más alto publicado hasta la fecha, a nuestro conocimiento, en cuanto a enlaces de fibra óptica multimodo concierne.

5.5. Conclusiones

En este capítulo se han descrito tres demostraciones experimentales de la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha a través de enlaces de MMF de sílice (del tipo OM1) de corto y medio alcance que suponen tres contribuciones originales de esta tesis. Los resultados que se han descrito, tanto para el transporte de señales SCM, como para la transmisión simultánea de señales radio sobre fibra de alta frecuencia y de señales digitales en banda base y como para la aplicación de técnicas de multiplexado WDM, han corroborado la premisa previamente establecida en los capítulos 2-4 de que la transmisión de señales de banda ancha (desde banda base hasta regiones de radiofrecuencia) es factible gracias a la combinación de técnicas de excitación selectiva central de modos y láseres con anchura de línea estrecha.

En la sección 5.2 se ha descrito la transmisión de señales radio sobre fibra en un rango de frecuencias de subportadora comprendido desde los 3 hasta los 18 GHz a través de enlaces de MMF de hasta 5 km de longitud. Este resultado mejora la

combinación de rango de radiofrecuencia y longitud del enlace a los valores más altos publicados en la actualidad para enlaces de MMF.

A continuación, en la sección 5.3, se ha demostrado experimentalmente por primera vez para MMF, la transmisión simultánea de señales multiplexadas en subportadora analógicas y señales digitales a una tasa de bits de 2.5 Gb/s a través de un enlace de MMF de 5 km de longitud. Las medidas experimentales confirman las buenas prestaciones del sistema propuesto. En lo que se refiere a la transmisión de la señal digital en banda base, se alcanzó una transmisión libre de errores con una tasa de error de bit (BER) inferior a 10^{-12} ; mientras que para la señal radio sobre fibra multiplexada en subportadora, la penalización introducida por la transmisión a través del enlace de MMF de 5 km sobre los parámetros de intermodulación CSO y CTB tomó valores entre 3 y 7 dB. Cabe resaltar que se podrían alcanzar capacidades de transmisión mayores combinando el esquema propuesto con técnicas de multiplexación por división de longitud de onda (WDM). Los resultados experimentales alcanzados abren así la posibilidad de mejora de la eficiencia espectral y de la implementación de la transmisión de señales multiformato así como de intercambio de etiquetado óptico multiplexado en subportadora en enlaces de fibra óptica multimodo.

Finalmente, la aplicación de técnicas de multiplexación por división de longitud de onda ha ofrecido dos resultados importantes en la sección 5.4. Por un lado, ha quedado demostrado que combinando excitación centrada de modos a través de una fibra monomodo con el empleo de un láser de anchura de línea estrecha, es posible la transmisión de señales de banda ancha (desde banda base hasta regiones radio) a través de un enlace de MMF de 5 km de longitud incluso si se emplea detección puramente multimodo. Se logran así anchos de banda alcanzables de más de 10 GHz, que han quedado demostrados gracias a la transmisión de un sólo canal a 20 Gb/s. En segundo lugar, se ha logrado el valor récord de 1 Tb/s·km a través de un enlace de fibra óptica multimodo gracias a la combinación de la capacidad anterior con la técnica WDM. Concretamente, se han transmitido 10 canales a 20 Gb/s, separados 200 GHz en la rejilla ITU, a través de un enlace de 5 km de MMF con una tasa de error de bit inferior a 10^{-15} .

Conclusiones y líneas abiertas

6.1. Conclusiones

La labor de investigación de esta tesis se ha emprendido con el objetivo principal de evaluar y aplicar soluciones que permitan la transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha sobre enlaces de fibra óptica multimodo como respuesta a la necesidad actual de escalabilidad de la red existente de MMF a velocidades de hasta 10 Gb/s, según el estándar 10 Gigabit Ethernet (10GbE) [1]. Las principales conclusiones que se derivan tras la consecución de este objetivo se sintetizan a continuación.

- La derivación del modelo analítico de propagación basado en campo eléctrico permite una descripción precisa de la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF bajo la condición de dispersión cromática de segundo orden y además, por primera vez, también de tercer orden. Puesto que el modelo parte de la propagación de campo eléctrico, se ha obtenido una caracterización de diversas fuentes de degradación mucho más completa y precisa que la obtenida mediante los métodos basados en las ecuaciones de flujo de potencia.
- Mediante dicho modelo se deduce que la respuesta en radiofrecuencia de un enlace de MMF se ve afectada por tres factores perfectamente diferenciados: un efecto de filtrado paso-bajo inversamente relacionado con el ancho espectral de la fuente óptica, el efecto de supresión de portadora y un efecto de filtrado fotónico transversal de microondas donde cada muestra corresponde a un grupo modal diferente.
- El efecto de supresión de portadora afecta del mismo modo a enlaces analógicos de SMF, por tanto se pueden aplicar cuando proceda las mismas técnicas de compensación que las empleadas en sistemas basados en SMF. Sin embargo, el análisis de los otros dos factores resulta especialmente relevante para alcanzar capacidades de transmisión más allá del producto ancho de banda por distancia típico de la MMF.

- El efecto paso-bajo causado por la coherencia temporal de la fuente óptica puede mitigarse si se recurre a fuentes caracterizadas por una anchura de línea estrecha en ausencia de modulación.
- El empleo de fuentes altamente coherentes en tiempo requiere de la evaluación del impacto del ruido modal sobre la respuesta de la MMF. Se dedujo que la relación señal a ruido debida a ruido modal permanece constante con la frecuencia eléctrica y no presenta degradación apreciable para longitudes del enlace superiores a 1 km.
- Parte del potencial para la transmisión de señales de banda ancha radio sobre fibra es consecuencia del comportamiento de la MMF como un filtro transversal de microondas imperfecto, caracterizado por un retardo de grupo no constante entre grupos modales adyacentes. En consecuencia, la respuesta del enlace de MMF a frecuencias altas se compone de una serie de bandas de radiofrecuencia, en lugar de selectivas resonancias, donde es posible la transmisión de señales de banda ancha.
- El efecto de filtrado transversal de microondas depende de la condición de inyección de modos y del fenómeno de acoplo intermodal. Para MMF de sílice, donde se produce un acoplo intermodal débil, el efecto de filtrado puede suavizarse notablemente si se aplican esquemas de excitación selectiva de modos donde únicamente se inyecten los modos de orden inferior. Así pues, al reducirse el número de coeficientes del efecto de filtrado, se consigue una disminución drástica del nivel de lóbulo principal a secundario (MMSR) que permitirá emplear todo el espectro, desde banda base hasta la región de microondas, para la transmisión de señales de banda ancha.
- La transmisión de señales radio sobre fibra mediante aplicación de técnicas de multiplexación por subportadora requirió el análisis del fenómeno de distorsión armónica e intermodulación de segundo orden mediante el modelo desarrollado. Se dedujo así que su impacto sería despreciable en la transmisión de radio sobre fibra con elevados requerimientos, tales como $CSO < -50$ dBc, para índices de modulación típicos.
- La aplicación experimental de técnicas de transmisión de señales radio sobre fibra de banda ancha han corroborado como condición necesaria la combinación de esquemas de excitación selectiva central de modos y fuentes de anchura de línea estrecha. Se ha logrado así tanto la transmisión experimental de señales digitales en banda base y de señales radio sobre fibra localizadas a frecuencias altas, como la transmisión simultánea en ambas regiones. Estos resultados confirman la capacidad de la MMF de transmitir señales de banda ancha en todo el espectro de radiofrecuencia, tal y como se ha señalado anteriormente.
- La búsqueda de soluciones de fácil implementación para transmitir velocidades superiores a los 10 Gb/s ha establecido la multiplexación por división de longitud de onda como una de las técnicas clave para lograr, junto a la condición establecida en el punto anterior, capacidades de transmisión sobre MMF cercanas a las alcanzadas mediante SMF. Concretamente, se han logrado capacidades de 1 Tb/s-km, valor más alto publicado hasta la fecha a conocimiento del autor.

6.2. Líneas de investigación abiertas

El trabajado realizado en esta tesis apunta una serie de posibles líneas de investigación futuras que se detallan a continuación.

- En la búsqueda de una herramienta más manejable y de mejor interpretación para el análisis de la propagación a través de enlaces de fibra óptica multimodo, se propone desarrollar un modelo basado en la novedosa teoría de modos principales (PM), [96]. Recientemente se ha demostrado que las fibras multimodo soportan la transmisión de modos principales que juegan un papel similar a los estados de polarización (PSP) [97], desarrollados para describir la dispersión por polarización en fibras ópticas monomodo. Los modos principales se caracterizan porque no sufren dispersión cromática de primer orden de variación en frecuencia y forman una base ortogonal tanto a la entrada como a la salida de la MMF. Los modos principales presentan el potencial para constituir en consecuencia una buena herramienta en la derivación de un formalismo mucho más ameno que permita el análisis teórico de la propagación a través de MMF. A tal fin es necesario obtener las expresiones de los coeficientes de expansión que permitan valernos de los PM para expandir cualquier campo electromagnético de entrada y de salida a la MMF. Mediante dichos coeficientes sería posible adecuar el modelo de modos principales para la propagación de pulsos digitales a través de enlaces de MMF considerando tanto dispersión cromática de segundo como de tercer orden.
- Ampliación del análisis de la degradación de la señal para abarcar el fenómeno de distorsión armónica e intermodulación de tercer orden, necesario para la aplicación de esquemas de multiplexación por subportadora de radiofrecuencia.
- Inclusión de diversos efectos de degradación adicionales al modelo de propagación desarrollado, como son: la presencia de irregularidades en el perfil del índice de refracción del núcleo de la fibra, el efecto de la polarización de la señal óptica y el fenómeno de filtrado modal debido a desplazamientos laterales producidos en conectores.
- Aumento de la capacidad de transmisión mediante la combinación de técnicas de multiplexación por subportadora de radiofrecuencia y de multiplexación por división de longitud de onda.
- Mejora de las prestaciones de la técnica de multiplexación por división de longitud de onda para lograr capacidades de transmisión superiores a 1 Tb/s-km mediante el aumento del número de canales ópticos WDM transmitidos así como la reducción del espaciado entre los canales.
- Búsqueda de soluciones más precisas para la reducción de la dispersión intermodal mejorando las técnicas de filtrado modal tanto en el procedimiento de excitación modal en el origen de la MMF, como en el extremo receptor del enlace óptico.

Apéndice A

Publicaciones científicas del autor

Artículos en revistas

I. Gasulla and J. Capmany, “Transfer function of multimode fiber links using an electric field propagation model: Application to Radio over Fibre Systems”, *Optics Express*, vol. 14, pp. 9051-9070, 2006.

I. Gasulla and J. Capmany, “Analysis of the harmonic and intermodulation distortion in a multimode fiber optic link”, *Optics Express*, vol. 15, pp. 9366-9371, 2007.

I. Gasulla and J. Capmany, “Transfer function of Radio over Fiber Multimode Fiber optic links considering third-order dispersion”, *Optics Express*, vol. 15, pp. 10591-10596, 2007.

I. Gasulla and J. Capmany, “Modal noise impact in Radio over Fiber multimode fiber links”, *Optics Express*, vol. 16, pp. 121-126, 2008.

I. Gasulla and J. Capmany, “1 Tb/s-km Multimode fiber link combining WDM transmission and low-linewidth lasers”, *Optics Express*, vol. 16, pp. 8033-8038, 2008.

Contribuciones a conferencias

J. Capmany, S. Sales, D. Pastor, B. Ortega, P. Muñoz, A. Martínez, R. García-Olcina, G. Puerto, M. Manzanedo, P. Beneit, J. Mora, A. Ortigosa-Blanch, I. Gasulla y S. Reillo, “Dispositivos fotónicos aplicados al campo de las telecomunicaciones y los sensores”, en XX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Gandia (Spain), 2005.

I. Gasulla and J. Capmany, “RF transfer function of analogue multimode fiber links using an electric field propagation model: Application to Broadband Radio over fiber systems”, in IEEE 2006 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP06), Grenoble (France), October 2006, pp. 1-4.

I. Gasulla y J. Capmany, “Análisis de la distorsión armónica e intermodulación en un enlace de fibra multimodo”, en 5ª Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL), Bilbao (Spain), July 2007.

I. Gasulla and J. Capmany, “High-frequency Radio over fibre QPSK transmission through a 5 Km Multimode Fibre link”, in 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC07), Berlin (Germany), September 2007, 2 pp.

I. Gasulla and J. Capmany, “Transmission of high-frequency radio over fibre signals through short and middle reach Multimode Fibre links using a low-linewidth laser”, in IEEE 2007 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP07) Technical Digest, Victoria (Canada), October 2007, pp. 116-119.

I. Gasulla and J. Capmany, “Principal Mode Coefficients for Multimode Fibers”, in 34rd European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC08), Brussels (Belgium), September 2008.

I. Gasulla and J. Capmany, “1 Tb/s·km WDM Transmission over Multimode Fibre Link”, in 34rd European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC08), Brussels (Belgium), September 2008.

I. Gasulla and J. Capmany, “Simultaneous baseband and radio over fiber signal transmission over a 5 km MMF link”, in IEEE 2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP08), Gold Coast (Australia), October 2008.

Bibliografía

- [1] “IEEE 802.3ae 10 Gigabit Ethernet Standard.” <http://www.ieee802.org/3/ae>, May 2002.
- [2] “ISO/IEC 11801 Information technology - Generic cabling for customer premise Standard,” 1995.
- [3] A. Flatman, “In-premises optical fiber installed base analysis to 2010,” *Presentation to the IEEE 802.3 10 Higher Speed Study Group, Ottawa (Canada)*, April, 2007.
- [4] G. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, New York, 2002.
- [5] J. Capmany, F. Javier Fraile-Peláez, and J. Martí, *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Editorial Síntesis, Madrid, 2001.
- [6] W. van Etten and J. van der Plaats, *Fundamentals of Optical Fiber Communications*. Prentice-Hall, London, 1991.
- [7] M. Born and E. Wolf, *Principles of Optics*. Pergamon Press, London, 1980.
- [8] D. Gloge, “Impulse response of clad optical multimode fibers,” *Bell System Technical Journal*, vol. 52, pp. 801–815, 1973.
- [9] A. Koonen, “Next generation high-speed multimode fiber links and their specifications,” *ISSLS*, 2004.
- [10] A. Koonen, A. N’gOma, H. van den Boom, I. Tafur Monroy, and G. Khoe, “New techniques for extending the capabilities of multimode fibre networks,” *in Proceedings of NOC03*, pp. 204–211, 2003.
- [11] A. Koonen, H. van den Boom, F. Willems, J. Bergmans, and G. Khoe, “Broadband multiservice in-house networks using mode group diversity multiplexing,” *in Proceedings of POF conference*, pp. 87–90, 2002.
- [12] M. de Boer, C. Tsekrekos, A. Martinez, H. Kurniawan, J. Bergmans, A. Koonen, H. van den Boom, and F. Willems, “A first demonstrator for a mode group diversity multiplexing communication system,” *The IEE Seminar on Optical Fibre Communications and Electronic Signal Processing*, pp. 0/46–16/5, 2005.

- [13] H. Stuart, "Dispersive multiplexing in multimode fiber," *Optical Fiber Communication Conference OFC00*, vol. 3, pp. 305–307, 2000.
- [14] L. Raddatz, I. White, D. Cunningham, M. Nowell, M. Tan, and S. Wang, "Fiber-optic m-ary modulation scheme using multiple light sources," *Conference on Optical Fiber Communication OFC97*, pp. 198–199, Feb 1997.
- [15] M. Larrode, A. Koonen, J. Olmos, and A. Ng'Oma, "Bidirectional radio-over-fiber link employing optical frequency multiplication," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 241–243, 2006.
- [16] L. Raddatz and I. White, "Overcoming the modal bandwidth limitation of multimode fiber by using passband modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 266–268, 1999.
- [17] S. Kanprachar and F. Jacobs, "Diversity coding for subcarrier multiplexing on multimode fibers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 9, pp. 1546–1553, 2003.
- [18] E. Tyler, M. Webster, R. Penty, I. White, S. Yu, and J. Rorison, "Subcarrier modulated transmission of 2.5 Gb/s over 300 m of 62.5- μ m-core diameter multimode fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 1743–1745, 2002.
- [19] D. Wake, S. Dupont, J. Vilcot, and A. Seeds, "32-QAM radio transmission over multimode fibre beyond the fibre bandwidth," *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP01*, vol. Supplement, p. 4 suppl., Jan. 2002.
- [20] X. Gu, W. Mohammed, and P. Smith, "Demonstration of all-fiber WDM for multimode fiber local area networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 244–246, 2006.
- [21] E. Tyler, P. Kourtessis, M. Webster, E. Rochart, T. Quinlan, S. Dudley, S. Walker, R. Penty, and I. White, "Toward terabit-per-second capacities over multimode fiber links using SCM/WDM techniques," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 12, pp. 3237–3243, 2003.
- [22] A. Shah, R. Hsu, A. Tarighat, A. Sayed, and B. Jalali, "Coherent optical MIMO (COMIMO)," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 8, pp. 2410–2419, 2005.
- [23] P. Pepeljugoski, "Next generation high-speed multimode fiber links and their specifications," *Optical Fiber Communication Conference OFC05*, vol. 3, pp. 149–174, 2005.
- [24] R. Yuen, X. Fernando, and S. Krishnan, "Radio over multimode fiber for wireless access," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 3, pp. 1715–1718, 2004.
- [25] B. Saleh and R. Abdula, "Optical interference and pulse propagation in multimode fibers," *Fiber and Integrated Optics*, vol. 5, no. 2, pp. 161–201, 1985.
- [26] D. Gloge, "Optical power flow in multimode fibers," *Bell System Technical Journal*, vol. 51, no. 8, pp. 1767–1783, 1972.

-
- [27] D. Marcuse, *Theory of Dielectric Optical Waveguide*. Academic Press, San Diego, 1991.
- [28] R. Olshansky, "Mode coupling effects in graded-index optical fibers," *Applied Optics*, vol. 14, no. 4, pp. 935–945, 1975.
- [29] G. Yabre, "Comprehensive theory of dispersion in graded-index optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 2, pp. 166–177, 2000.
- [30] R. Steinberg, "Pulse propagation in multimode fibers with frequency-dependent coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 1, pp. 121–122, 1975.
- [31] K. Tatekura, K. Itoh, and T. Matsumoto, "Techniques and formulations for mode coupling of multimode optical fibers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 7, pp. 487–493, 1978.
- [32] T. Tanaka and S. Yamada, "Numerical solution of power flow in multimode W-type optical fibers," *Applied Optics*, vol. 19, no. 10, pp. 1647–1652, 1980.
- [33] M. Yadlowsky and A. Mickelson, "Distributed loss and mode coupling and their effect on time-dependent propagation in multimode fibers," *Applied Optics*, vol. 32, no. 33, pp. 6664–6677, 1993.
- [34] A. Djordjevich and S. Savovic, "Investigation of mode coupling in step index plastic optical fibers using the power flow equation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 1489–1491, 2000.
- [35] D. Yevick and B. Stoltz, "Effect of mode coupling on the total pulse response of perturbed optical fibers," *Applied Optics*, vol. 22, no. 7, pp. 1010–1015, 1983.
- [36] A. Djordjevich and S. Savovic, "Numerical solution of the power flow equation in step-index plastic optical fibers," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 21, no. 8, pp. 1437–1442, 2004.
- [37] G. Aldabaldetrekú, G. Durana, J. Zubia, and J. Arrue, "Analytical expression for measurement of intrinsic coupling loss in multistep index optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, pp. 1364–1375, 2006.
- [38] M. Losada, I. Garcés, J. Mateo, I. Salinas, J. Lou, and J. Zubia, "Mode coupling contribution to radiation losses in curvatures for high and low numerical aperture plastic optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 7, pp. 1160–1164, 2002.
- [39] J. Zubia, G. Durana, G. Aldabaldetrekú, J. Arrue, M. Losada, and M. Lopez-Higuera, "New method to calculate mode conversion coefficients in SI multimode optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 3, pp. 776–781, 2003.
- [40] E. Rawson, J. Goodman, and R. Norton, "Frequency dependence of modal noise in multimode optical fibers," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 70, no. 8, pp. 968–976, 1980.

-
- [41] T. Kanada and K. Aoyama, "Modal-noise evaluation in multimode-fiber transmission," *Optics Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 339–341, 1983.
- [42] B. Crosignani and A. Yariv, "Statistical properties of modal noise in fiber-laser systems," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 73, no. 8, pp. 1022–1027, 1983.
- [43] R. Dandliker, A. Bertholds, and F. Maystre, "How modal noise in multimode fibers depends on source spectrum and fiber dispersion," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 3, no. 1, pp. 7–12, 1985.
- [44] P. Pepeljugoski, D. Kuchta, and A. Risteski, "Modal noise BER calculations in 10-Gb/s multimode fiber LAN links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2586–2588, 2005.
- [45] P. Hartmann, X. Qian, A. Wonfor, R. Penty, and I. White, "1-20 Ghz directly modulated radio over MMF link," *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP05*, pp. 95–98, 2005.
- [46] I. Gasulla and J. Capmany, "Transfer function of multimode fiber links using an electric field propagation model: Application to radio over fibre systems," *Optics Express*, vol. 14, no. 20, pp. 9051–9070, 2006.
- [47] I. Gasulla and J. Capmany, "RF transfer function of analogue multimode fiber links using an electric field propagation model: Application to broadband radio over fiber systems," *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP06*, pp. 1–4, Oct. 2006.
- [48] M. Miyagi and S. Nishida, "Pulse spreading in a single-mode fiber due to third-order dispersion," *Applied Optics*, vol. 18, no. 5, pp. 678–682, 1979.
- [49] M. Miyagi and S. Nishida, "Pulse spreading in a single-mode optical fiber due to third-order dispersion: effect of optical source bandwidth," *Applied Optics*, vol. 18, no. 13, pp. 2237–2240, 1979.
- [50] D. Marcuse, "Pulse distortion in single-mode fibers," *Applied Optics*, vol. 19, no. 10, pp. 1653–1660, 1980.
- [51] L. Cohen, W. Mammel, and S. Lumish, "Dispersion and bandwidth spectra in single-mode fibers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 49–53, 1982.
- [52] E. Hellström, H. Sunnerud, M. Westlund, and M. Karlsson, "Third-order dispersion compensation using a phase modulator," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 5, pp. 1188–1197, 2003.
- [53] S. Kumar, "Compensation of third-order dispersion using time reversal in optical transmission systems," *Optics Letters*, vol. 32, no. 4, pp. 346–348, 2007.
- [54] J. Goodman, *Statistical Optics*. John Wiley & Sons, New York, 1985.
- [55] B. Saleh and M. Irshid, "Coherence and intersymbol interference in digital fiber optic communication systems," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 944–951, 1982.

- [56] G. Yabre, "Influence of core diameter on the 3-dB bandwidth of graded-index optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 5, pp. 668–676, 2000.
- [57] G. Meslener, "Chromatic dispersion induced distortion of modulated monochromatic light employing direct detection," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 20, no. 10, pp. 1208–1216, 1984.
- [58] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, and S. Sales, "Discrete-time optical processing of microwave signals," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 702–723, 2005.
- [59] F. Devaux, Y. Sorel, and J. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1937–1940, 1993.
- [60] I. Gasulla and J. Capmany, "Transfer function of radio over fiber multimode fiber optic links considering third-order dispersion," *Optics Express*, vol. 15, no. 17, pp. 10591–10596, 2007.
- [61] J. Capmany, A. Martínez, B. Ortega, and D. Pastor, "Transfer function of analog fiber-optic systems driven by Fabry-Perot lasers," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 22, no. 10, pp. 2099–2106, 2005.
- [62] I. Gasulla and J. Capmany, "Analysis of the harmonic and intermodulation distortion in a multimode fiber optic link," *Optics Express*, vol. 15, no. 15, pp. 9366–9371, 2007.
- [63] I. Gasulla and J. Capmany, "Análisis de la distorsión armónica e intermodulación en un enlace de fibra multimodo," in *Proceedings of 5^a Reunión Española de Optoelectrónica OPTOEL*, pp. 163–168, 2007.
- [64] C. Oh and W. Gu, "Fiber induced distortion in a subcarrier multiplexed lightwave system," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 1296–1303, 1990.
- [65] R. Epworth, "The phenomenon of modal noise in analog and digital optical fiber systems," in *Proceedings of Fourth European Conference and Exhibition on Optical Communication ECOC*, pp. 492–501, 1978.
- [66] G. Papen and G. Murphy, "Modal noise in multimode fibers under restricted launch conditions," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 817–822, 1999.
- [67] B. Daino, G. de Marchis, and S. Piazzolla, "Analysis and measurement of modal noise in an optical fibre," *IEE Electronics Letters*, vol. 15, no. 23, pp. 755–756, 1979.
- [68] E. Rawson, J. Goodman, and R. Norton, "Analysis and measurement of the modal-noise probability distribution for a step-index optical fiber," *Optics Letters*, vol. 5, no. 8, pp. 357–358, 1980.

- [69] B. Moslehi, J. Goodman, and E. Rawson, "Bandwidth estimation for multimode optical fibers using the frequency correlation function of speckle patterns," *Applied Optics*, vol. 22, no. 7, pp. 995–999, 1983.
- [70] A. Weierholt, E. Rawson, and J. Goodman, "Frequency-correlation properties of optical waveguide intensity patterns," *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 1, no. 2, pp. 201–205, 1984.
- [71] T. Kanada, "Evaluation of modal noise in multimode fiber-optic systems," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 2, no. 1, pp. 11–18, 1984.
- [72] A. Koonen, "Bit-Error-Rate degradation in a multimode fiber optic transmission link due to modal noise," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 4, no. 9, pp. 515–522, 1986.
- [73] J. Goodman and E. Rawson, "Statistics of modal noise in fibers: a case of constrained speckle," *Optics Letters*, vol. 6, no. 7, pp. 324–326, 1981.
- [74] J. Ohtsubo and M. Kourogi, "Frequency correlation function of modal noise in multimode optical fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 9, pp. 1300–1307, 1989.
- [75] K. Petermann, "Nonlinear distortions and noise in optical communication systems due to fiber connectors," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 16, no. 7, pp. 761–770, 1980.
- [76] I. Gasulla and J. Capmany, "High-frequency Radio over fibre QPSK transmission through a 5 km multimode fibre link," in *Proceedings of 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication ECOC07*, pp. 51–52, 2007.
- [77] I. Gasulla and J. Capmany, "1 Tb/s·km Multimode fiber link combining WDM transmission and low-linewidth lasers," *Optics Express*, vol. 16, no. 11, pp. 8033–8038, 2008.
- [78] I. Gasulla and J. Capmany, "Modal noise impact in Radio over Fiber multimode fiber links," *Optics Express*, vol. 16, no. 1, pp. 121–126, 2008.
- [79] I. Gasulla and J. Capmany, "Transmission of high-frequency radio over fibre signals through short and middle reach Multimode Fibre links using a low-linewidth laser," *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP07*, pp. 116–119, 3-5 Oct. 2007.
- [80] Z. Haas and M. Santoro, "A mode-filtering scheme for improvement of the bandwidth-distance product in multimode fiber systems," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 7, pp. 1125–1131, 1993.
- [81] D. Sim, Y. Takushima, and Y. Chung, "Transmission of 10-Gb/s and 40-Gb/s signals over 3.7 km of multimode fiber using mode-field matched center launching technique," *Conference on Optical Fiber Communication OFC07*, pp. 1–3, March 2007.
- [82] D. Sim, Y. Takushima, and Y. Chung, "100-Gb/s transmission over 12.2 km of multimode fiber using mode-field matched center launching technique," *Conference on Optical Fiber Communication OFC07*, pp. 1–3, March 2007.

- [83] A. Polley and S. Ralph, "Mode coupling in plastic optical fiber enables 40-Gb/s performance," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 16, pp. 1254–1256, 2007.
- [84] L. Raddatz, I. White, D. Cunningham, and C. Nowell, "Influence of restricted mode excitation on bandwidth of multimode fiber links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 534–536, 1998.
- [85] L. Raddatz, I. White, D. Cunningham, and M. Nowell, "An experimental and theoretical study of the offset launch technique for the enhancement of the bandwidth of multimode fiber links," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 3, pp. 324–331, 1998.
- [86] S. Schöllmann, C. Wree, A. Joshi, and W. Rosenkranz, "First experimental transmission over 50 m GI-POF at 40 Gb/s for variable launching offsets," in *Proceedings of 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication ECOC07*, pp. 1–3, September 2007.
- [87] S. Bottacchi, *Multi-Gigabit Transmission Over Multimode Optical Fibre*. John Wiley & Sons, Chichester, 2006.
- [88] "IEEE 802.3aq 10GBASE-LRM Standard." <http://www.ieee802.org/3/aq>, March 2005.
- [89] P. Kourtessis, T. Quinlan, E. Rochat, S. Walker, M. Webster, I. White, R. Penty, and M. Parker, "0.6 Tbit/s/km multimode fibre feasibility experiment using 40 channel DWDM over quadrature-subcarrier transmission," *IEE Electronics Letters*, vol. 38, no. 15, pp. 813–815, 2002.
- [90] A. Diab, J. Ingham, R. Penty, and I. White, "10-Gb/s transmission on single-wavelength multichannel SCM-based FDDI-grade mmf links at lengths over 300 m: A statistical investigation," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 10, pp. 2976–2983, 2007.
- [91] I. Gasulla and J. Capmany, "1 Tb/s·km WDM Transmission over Multimode Fibre link," in *Proceedings of 34th European Conference and Exhibition on Optical Communication ECOC08*, 2008.
- [92] J. Tang, P. Lane, and K. Shore, "Transmission performance of adaptively modulated optical OFDM signals in multimode fiber links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 205–207, 2006.
- [93] S. S. Yam and F. Achten, "High-speed data transmission over a 1 km broad wavelength window multimode fiber," *Optics Letters*, vol. 31, no. 13, pp. 1954–1956, 2006.
- [94] R. Panicker, J. Wilde, J. Kahn, D. Welch, and I. Lyubomirsky, "10x10 Gb/s DWDM transmission through 2.2-km multimode fiber using adaptive optics," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 15, pp. 1154–1156, 2007.
- [95] L. Buckman, B. Lemoff, A. Schmit, R. Tella, and W. Gong, "Demonstration of a small-form-factor WDM transceiver module for 10-Gb/s local area networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 702–704, 2002.

- [96] S. Fan and J. M. Kahn, “Principal modes in multimode waveguides,” *Optics Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 135–137, 2005.
- [97] C. Poole and R. Wagner, “Phenomenological approach to polarisation dispersion in long single-mode fibres,” *IEE Electronics Letters*, vol. 22, no. 19, pp. 1029–1030, 1986.