UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

Sistemas de generación de señales de radiofrecuencia basados en Fotónica de Microondas

TESIS DOCTORAL

Manuel Rius Mercado

Directores

José Mora Almerich

Mario Bolea Boluda

Valencia, Julio 2018

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

Sistemas de generación de señales de radiofrecuencia basados en Fotónica de Microondas

TESIS DOCTORAL

Manuel Rius Mercado

Photonics Research Labs (PRL)
Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM)
Universitat Politècnica de València (UPV)
Camino de Vera s/n, 46022 Valencia, SPAIN

Directores

José Mora Almerich

Mario Bolea Boluda

Valencia, Julio 2018

A mi familia.

Un hombre no mide su altura en los momentos de confort,
sino en los de cambio y controversia.

Martin Luther King

Agradecimientos

Esta tesis doctoral es una manera de materializar y dar forma a gran parte de los conocimientos que he adquirido durante mi estancia en los Photonics Research Labs (PRL) del iTEAM. Una estancia laboral como técnico de laboratorio en el antiguo Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas (GCOC) que debo agradecer a José Capmany, José Mora y Beatriz Ortega por haberla hecho posible económicamente con la financiación de sus proyectos de investigación.

Durante los más de siete años siendo el técnico de laboratorio del grupo de investigación he tenido la oportunidad de conocer a diferentes compañeros/as y a amigos/as. He compartido conocimientos, trabajo, dudas, anécdotas, sentimientos, risas… parte de mi vida. Sin duda, ha sido una gran experiencia, muy enriquecedora y de la cual me siento muy orgulloso y agradecido. Siempre guardaré un feliz recuerdo, por eso, de corazón, gracias a todos.

Si un día empecé a planificar esta tesis doctoral y hoy acabo de escribirla es gracias a José Mora. Pepe ha sido mi mentor; mi azote y mi apoyo, dependiendo del momento. Me ha hecho ser mejor profesional y ser más perfeccionista. Eres un amic.

Así mismo, debo hacer partícipe de esta tesis a Mario Bolea. Mario fue la primera persona que conocí cuando me incorporé al GCOC y desde entonces siempre ha estado a mi lado: como compañero, luego como amigo y, ahora también, como codirector de esta tesis. Gràcies per tot, Bolea. La vida se passa però sempre quedarà la viu-viu, la gata moixa i “l’afranbosado” a l’estació de Foios, entre altres.

Gracias, a la Gran Barrera de Coral por vuestro apoyo, por vuestra amistad y por estar siempre cerca, a un click del móvil. Mantengamos el móvil pero, mejor aún, compartamos paellas. Rooo, eres especial. Xix y Berni, Berni y Xix, sois cojonudos.

Por último, el mayor de mis reconocimientos es para mi familia. Sou el meu major recolzament i suport. La mamà i jo ho serem per a tú també, fill. Siempre os querré, mamá y Ángeles. A tots, papà, germà i Alejandro.

Resumen

La utilización de la tecnología Fotónica para la generación de señales arbitrarias de microondas ha permitido superar las limitaciones propias de los sistemas eléctricos y también su integración directa en entornos de radio sobre fibra. Entre las diferentes arquitecturas fotónicas propuestas en la literatura para la generación de señales de microondas, destaca aquella cuyos esquemas están basados en filtros fotónicos de microondas. La facilidad de reconfiguración de la forma de onda generada y su sintonización en frecuencia, así como la robustez y simplicidad de las distintas estructuras, son algunas de las características de esta técnica de generación, las cuales, la convierten en una solución prometedora frente a otras propuestas de la literatura.

En esta tesis doctoral, se ha llevado a cabo el estudio e implementación de generadores de señales arbitrarias de microondas mediante el uso de filtros fotónicos de microondas como procesadores fotónicos. En primer lugar, se ha realizado un desarrollo teórico de la función de transferencia general de sistemas fotónicos basados en filtros fotónicos de microondas particularizada según si el procesador óptico está formado por líneas de retardo o por elementos dispersivos. Este desarrollo ha permitido evaluar la distorsión armónica generada en este tipo de estructuras, poniendo de manifiesto la importancia de considerarla en el diseño de las mismas. En segundo lugar, se han propuesto sistemas basados en esquemas de filtrado fotónico de microondas con los que se han generado formas de onda propias de la tecnología de comunicación inalámbrica Ultra-Wideband y señales con *chirp*, en concreto, pulsos eléctricos con *chirp*. Así mismo, se han demostrado las capacidades de reconfiguración, sintonización y ajuste de la señal generada

que permiten los esquemas propuestos. Por otra parte, el estudio teórico realizado previamente ha permitido obtener la respuesta simulada de los esquemas fotónicos de generación propuestos, obteniendo una gran correspondencia con las medidas experimentales. Esta comparativa entre los resultados teóricos y experimentales, ha permitido la validación del desarrollo teórico para los sistemas de filtros fotónicos realizado en esta tesis, resultando ser una buena herramienta para el diseño de sistemas fotónicos de generación de señales arbitrarias de microondas basados en estas estructuras de filtrado.

Resum

La utilització de la tecnologia Fotònica per a la generació de senyals arbitràries de microones ha permés superar les limitacions pròpies dels sistemes elèctrics i també la seua integració directa en entorns de radio sobre fibra. Entre les diferents arquitectures fotòniques propostes en la literatura per a la generació de senyals de microones, destaca aquella en què els esquemes estan basats en filtres fotònics de microones. La facilitat de reconfiguració de la forma d'ona generada i la seua sintonització en freqüència, així com la robustesa i simplicitat de les distintes estructures, són algunes de les característiques d'esta tècnica de generació, les quals, la converteixen en una solució prometedora front a unes altres propostes de la literatura.

En aquesta tesi doctoral, s'ha dut a terme l'estudi e implementació de generadors de senyals arbitràries de microones mitjançant l'ús de filtres fotònics de microones com a processadors fotònics. En primer lloc, s'ha realitzat un desenvolupament teòric de la funció de transferència general de sistemes fotònics basats en filtres fotònics de microones particularitzada segons si el processador òptic està format per línies de retard o per elements dispersius. Aquest desenvolupament ha permés avaluar la distorsió harmònica generada en aquest tipus d'estructures, posant en relleu la importància de considerar-la en el disseny de las mateixes. En segon lloc, s'han proposat sistemes basats en esquemes de filtrat fotònic de microones amb els que s'han generat formes d'ona pròpies de la tecnologia de comunicació inalàmbrica Ultra-Wideband i senyals amb *chirp*, en concret, polsos elèctrics amb *chirp*. Així mateix, s'han demostrat les capacitats de reconfiguració, sintonització i ajust de la senyal generada que permeten els esquemes propostos. Per una

altra banda, l'estudi teòric realitzat prèviament ha permés obtenir la resposta simulada dels esquemes fotònics de generació propostos, obtenint una gran correspondència amb les mesures experimentals. Aquesta comparativa entre els resultats teòrics i experimentals ha permés la validació del desenvolupament teòric dels sistemes fotònics realitzat en aquesta tesi, resultant ser una bona eina per al disseny d'arquitectures fotòniques de generació de senyals arbitràries de microones basades en estructures de filtrat fotònic.

Abstract

The use of Photonics technology for the generation of arbitrary microwave signals permits to overcome the limitations of electrical systems and its direct integration in radio over fibre systems. Among the different photonic architectures proposed in the literature for the generation of microwave signals, microwave photonic filters stand out from the rest of techniques. The ease of reconfiguration and the frequency tuning of the generated waveform, as well as the robustness and simplicity of the different structures, are some of the main characteristics for this generation technique. Due to these characteristics, this technique is considered as a promising one compared to alternative proposals reported in the literature.

In this thesis, the study and implementation of arbitrary microwave signal generators with optical processors based on microwave photonic filters is introduced. Firstly, a theoretical development of the general transfer function is found for the photonic systems based on microwave photonic filters with optical processors composed by delay lines or dispersive devices. This theoretical development has permitted to evaluate the harmonic distortion generated in these systems, which has revealed its relevance when a design of these systems is carried out. Secondly, arbitrary microwave signal generators based on microwave photonic filters have been proposed and specific waveforms have been generated for Ultra-Wideband technology as well as chirped signals, specifically, electrical chirped pulses. Moreover, capabilities of reconfiguration and tuning of the generated signal have been demonstrated for the proposed systems. Regarding theoretical response in relation to experimental measurements, a good concordance has been found and,

consequently, the theoretical development has been validated. In this way, this theoretical development has been proved as a suitable tool to design photonic generators of arbitrary microwave signals based on microwave photonics filters.

Acrónimos

ADC *Analog to Digital Conversor*, Convertidor analógico-digital.

ASE *Amplified Spontaneous Emission*, Emisión espontánea amplificada.

ASPIC *Application-Specific Photonic Integrated Circuit*, Circuito fotónico integrado de aplicación específica.

AWG *Array Waveguide Gratings.*

BPF *Band Pass Filter*, Filtro paso banda.

BPM *Bi-Phase Modulation,* Modulación bifase.

CFBG *Chirped Fiber Bragg Grating,* FBG con *chirp.*

CSE *Carrier Suppression Effect*, Efecto de supresión de portadora.

DAC *Digital to Analog Converter*, Convertidor digital-analógico.

DST *Direct Space-to-Time mapping*, Mapeo directo espacio-tiempo.

EMI *Electromagnetic Interference*, Interferencia electromagnética.

E/O Electro-óptica.

FBG *Fiber Bragg Grating.*

FCC *Federal Communications Commission*, Comisión Federal de Comunicaciones.

FIR *Finite Impulse Response*, Respuesta finita al impulso.

FSR *Free Spectral Range*, Rango espectral libre.

FTM *Frequency-To-time Mapping*, Mapeo frecuencia-tiempo.

FWHM *Full Width Half Maximum*, Anchura a mitad de máximo.

FWM *Four-Wave-Mixing*, Mezclado de cuatro onda.

GPS *Global Positioning System*, Sistema de posicionamiento global.

HD *Harmonic Distortion*, Distrosió armónica.

IIR *Infinite Impulse Response*, Respuesta infinita al impulso.

IMD *Intermodulation Distortion*, Distorsión de intermodulación.

IMWP *Integrated Microwave Photonics*, Fotónica de Microondas Integrada.

IoT *Internet of Things*, Internet de las Cosas.

IR-UWB *Impulse Radio* UWB.

ITU *International Telecommunication Union*, Unión Internacional de Telecomunicaciones.

LCFBG *Linear Chirped Fiber Bragg Grating,* FBG con *chirp* lineal.

LCoS *Liquid Crystal on Silicon*, Cristal líquido sobre Silicio.

MB-UWB *MultiBand* UWB.

MEMS *Microelectromechanical Systems*, Sistemas microelectromagnéticos.

MMW *Millimetre-Wave*, Onda milimétrica.

MSSR *Main to Secondary Sidelobe Ratio*, Nivel de lóbulo principal a secundario.

MWP *Microwave Photonics*, Fotónica de Microondas.

MWPF *Microwave Photonic Filter*, Filtro fotónico de microondas.

MZI *Mach–Zehnder Interferometer*, Estructura interferométrica *Mach-Zehnder*.

MZM *Mach-Zehnder Modulator*, Modulador *Mach-Zehnder*.

NLCFBG *Non-Linear Chirped Fiber Bragg Grating,* FBG con *chirp* no lineal.

OCS *Optical Channel Selector*, Selector óptico de canales.

O/E Opto-eléctrica.

PAM *Pulse Amplitude Modulation*, Modulación por amplitud de pulso.

PC *Polarization Controllers*, Controlador de polarización.

PM-IM *Phase Modulation to Intensity Modulation*, Modulación de fase a intensidad.

PIC *Photonic Integrated Circuit*, Circuito fotónico integrado.

POS Procesador óptico de señal.

PPM *Pulse Position Modulation*, Modulación por posición de pulso.

PS-FBG *Phase-Shifted Fiber Bragg Gratings*, FBG desfasada.

RF Radiofrecuencia.

RoF *Radio over fibre*, Radio sobre fibra.

SBS *Stimulated Brillouin Scattering*, *Scattering* estimulado de *Brillouin*.

SD-CFBG *Spatially Discrete Chirped Fiber Bragg Grating*, FBG con *chirp* espaciada discretamente.

SFDR *Spurious-Free Dynamic Range*, Rango dinámico libre de espurios.

SLM *Spatial Light Modulator*, Modulador especial.

SMF *Single-Mode Fiber*, Fibra monomodo.

SOA *Semiconductor Optical Amplifier*, Amplificador óptico de semiconductor.

SWAP S*ize, Weight and Power consumption*, Tamaño, peso y consumo.

TBWP *Time BandWidth Product*, Producto de tiempo por ancho de banda.

TPS *Temporal Pulse Shaping*, Conformación temporal de pulsos.

UWB *Ultra-Wideband*.

VDL *Variable Delay Lines*, Líneas de retardo variable.

VNA *Vector Network Analyzer*, Analizador de red vectorial.

WLAN *Wireless Local Area Network*, Red de área local.

WPAN *Wireless Personal Area Network*, Red personal inalámbrica.

XGM *Cross-Gain Modulation*, Modulación cruzada de ganancia.

XPM *Cross-Phase Modulation*, Modulación cruzada de fase.

Índice

1. Introducción **1**

1.1 Contexto y motivación 3

1.2 Objetivos 6

1.3 Estructura de la tesis 7

2. Fotónica de Microondas: procesado y generación de señales de microondas **13**

2.1 Introducción al campo de la Fotónica de Microondas 15

2.1.1 Radio sobre Fibra 16

2.1.2 Procesado fotónico de señales de microondas 18

2.1.3 Generación fotónica de señales arbitrarias de microondas 23

2.2 Arquitecturas para la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas 29

2.2.1 Generación basada en conformación de pulso y mapeo directo espacio-tiempo 29

2.2.2 Generación basada en conformación espectral y mapeo frecuencia-tiempo 31

2.2.3 Generación basada en conformación temporal de pulsos 33

2.2.4 Generación basada en filtrado fotónico incoherente 35

2.3 Filtrado fotónico de señales de microondas 36

2.3.1 MWPF con POS formado por líneas de retardo 37

2.3.2 MWPF con POS formado por elementos dispersivos 40

2.3.3 Sintonización, reconfigurabilidad y selectividad 42

2.3.4 Distorsión armónica 43

3. Análisis de sistemas de generación de señal basados en filtros fotónicos de microondas **55**
3.1 Introducción 57
3.2 Desarrollo de la función de transferencia del sistema 58
3.2.1 Particularización para filtros fotónicos basados en líneas de retardo 62
3.2.2 Particularización para filtros fotónicos basados en elementos dispersivos 66
3.3 Estudio experimental 73
3.3.1 Medida de respuesta en frecuencia 73
3.3.2 Medida de distorsión armónica 79

4. Sistemas fotónicos de generación de señales arbitrarias de microondas **85**
4.1 Sistemas de generación de señales UWB 87
4.1.1 Sistema con amplificadores ópticos de semiconductor y procesado mediante líneas de retardo para generación de señales IR-UWB 87
4.1.2 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal para generación de señales IR-UWB 95
4.1.3 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal para generación de señales MB-UWB 102
4.2 Sistemas de generación de señales con chirp 109
4.2.1 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal 110
4.2.2 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo no lineal, estructura MZI y detección balanceada 115

5. Conclusiones y líneas futuras **133**
5.1 Conclusiones 135
5.2 Líneas Futuras 142

Anexo A. Publicaciones **145**

1

Introducción

1.1 Contexto y motivación

La evolución de los sistemas de transporte, procesado y generación de señales eléctricas de alta frecuencia ha estado vinculada a lo largo de los últimos años con el desarrollo y los avances alcanzados por la tecnología Fotónica. La irrupción de esta tecnología ha permitido ir superando los límites tecnológicos derivados de operar en el dominio eléctrico. Esto ha sido posible gracias al desarrollo de sistemas fotónicos para el tratamiento de señales eléctricas con unas prestaciones y funcionalidades por encima de los sistemas puramente eléctricos [1]. Por ejemplo, las redes de comunicaciones actuales se fundamentan en el uso de la fibra óptica como medio de transmisión, no siendo posible dar soporte ni entender las comunicaciones de hoy en día sin las prestaciones ni rendimiento de las redes ópticas. Precisamente, las propiedades únicas de la fibra óptica son la base de los beneficios que se derivan del hecho de trabajar en el dominio óptico con señales eléctricas de alta frecuencia como las señales de microondas (0.3-300 GHz). En este sentido, la combinación de la Fotónica y las Microondas ha dado lugar a la aparición de un campo multidisciplinar de la ciencia y la ingeniería con el nombre de Fotónica de Microondas (*Microwave Photonics*, MWP) [2-4].

La primera aplicación importante de la MWP está relacionada con el despliegue de las redes de comunicaciones y transporte de señales eléctricas, ya sea desde los primeros enlaces ópticos de comunicaciones hasta las redes más actuales de radio sobre fibra (*Radio over fibre*, RoF). Posteriormente, el uso de la MWP también se ha asociado al campo del procesado fotónico de señales eléctricas de microondas con el fin de aprovechar las propiedades de gran ancho de banda, bajas pérdidas e inmunidad a interferencias electromagnéticas (*Electromagnetic Interference*, EMI) de los dispositivos fotónicos [5]. Como resultado, se han propuesto y desarrollado sistemas fotónicos capaces de superar las limitaciones de velocidad, ancho de banda y flexibilidad de los sistemas de procesado puramente eléctricos [5-7]. En general, la tendencia ha sido trasladar del dominio eléctrico al dominio óptico la realización del mayor número de funciones posibles relacionadas con la señal eléctrica de alta frecuencia a tratar. En este sentido, se ha aprovechado que en muchos casos la señal eléctrica ya se encuentra en el dominio óptico al ser transportada sobre redes ópticas de transmisión como ocurre en los sistemas RoF. Entre las funciones realizadas en el dominio óptico destacan el filtrado [8] y la generación de señales de microondas [9].

El trabajo desarrollado en esta tesis doctoral se centra en la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas. Inicialmente, la motivación de este campo de investigación reside en la variedad de escenarios de aplicabilidad que podemos encontrar. Concretamente, las señales arbitrarias de microondas resultan ser de gran interés en los campos de las comunicaciones [10], sistemas radar [11], apuntamiento del haz de antenas [12], captura de imágenes de alta resolución [13, 14] o instrumentación de medida y test [15].

En la literatura, para la generación de formas de onda arbitrarias se han propuesto diferentes arquitecturas fotónicas, caracterizadas por su inherente gran velocidad de procesado y ancho de banda por el hecho de trabajar en el dominio óptico [9]. En primer lugar, el objetivo es ir más allá que con los generadores eléctricos, tradicionalmente limitados en frecuencia y ancho de banda por la velocidad de muestreo de los convertidores digital-analógico (*Digital to Analog Converter*, DAC) encargados de sintetizar las formas de onda generadas [16]. Por otra parte, en los últimos años, otra de las características de los sistemas de generación fotónica que ha cobrado especial relevancia es su compatibilidad con los sistemas de transporte en el dominio óptico. Los sistemas fotónicos de generación pueden ser introducidos directamente en redes RoF evitando conversiones adicionales, lo que posibilita el transporte de las señales de microondas generadas con unas pérdidas muy bajas e independientes de la frecuencia. De esta manera, es posible distribuir la señal de microondas generada a puntos situados a largas distancias sin ser penalizado por la alta atenuación dependiente de la frecuencia de los componentes eléctricos [4].

Gran parte de las arquitecturas fotónicas para la generación de señales arbitrarias de microondas existentes en la literatura se basan en algún tipo de conformación de pulsos ópticos. Este tipo de arquitecturas utilizan fuentes ópticas coherentes para la generación de los pulsos ópticos y consiguen generar formas de onda con un gran producto de tiempo por ancho de banda (*Time BandWidth Product*, TBWP) [9, 17]. Por otra parte, también se pueden encontrar arquitecturas fotónicas basadas en el uso de filtros fotónicos de microondas (*Microwave Photonic Filters*, MWPF). Estas arquitecturas se caracterizan por permitir una mayor facilidad de reconfiguración del tipo de forma de onda generada, sintonización en frecuencia, simplicidad y robustez, comparadas con las estructuras con fuentes coherentes que se han mencionado anteriormente. Así mismo, debido a la existencia de procesos no lineales

derivados de las conversiones electro-óptica (E/O) y opto-eléctrica (O/E) producidas en la etapa de modulación y fotodetección, respectivamente, resulta de interés el análisis de la distorsión armónica para evaluar el impacto sobre los sistemas de generación [4, 18].

Respecto a las señales arbitrarias de microondas de interés para ser generadas utilizando esquemas fotónicos, las formas de onda propias de la tecnología inalámbrica *Ultra-Wideband* (UWB) han despertado interés en la literatura [19, 20]. Varios aspectos han contribuido a valorar UWB como una tecnología que puede aportar soluciones a las necesidades actuales de acceso inalámbrico a Internet. En primer lugar, el incremento del número de conexiones inalámbricas a Internet debido al mayor número de usuarios y a la proliferación de dispositivos inteligentes conectados [21]. En este sentido, se prevé que en los próximos años se alcance la cifra de 25 billones de dispositivos inteligentes conectados [22]. En segundo lugar, el aumento de la velocidad de conexión debido a los mayores requisitos de ancho de banda de las aplicaciones. Finalmente, en tercer lugar, la saturación del espectro radio-eléctrico por las diferentes tecnologías inalámbricas. Esta tecnología de gran ancho de banda proporciona tasas de transmisión inalámbrica de centenares de Mb/s a distancias del orden de metros, pudiendo ser una solución muy útil en el ámbito de las redes personales inalámbricas (*Wireless Personal Area Network*, WPAN). Precisamente, su uso limitado a distancias cortas viene determinado por la baja densidad de potencia radiada que ha sido regulada para los dispositivos UWB, ya que esto le permite el uso compartido del espectro radio-eléctrico con otras tecnologías inalámbricas como las redes de área local (*Wireless Local Area Network*, WLAN), *Bluethooth* o el sistema de posicionamiento global (*Global Positioning System*, GPS) [19]. Además, el hecho de utilizar esquemas fotónicos para la generación de estas formas de onda habilitaría su transmisión directa a través de redes RoF. De esta manera, se conseguiría el transporte de las señales generadas a diferentes antenas con muy bajas pérdidas, pudiendo aumentar su radio de operación y, por tanto, superar su limitación de reducido radio de cobertura [20].

Otra de las señales arbitrarias de microondas de interés son los pulsos con *chirp*, que han cobrado gran relevancia por su utilidad en diferentes aplicaciones como radar de compresión de pulsos e imágenes médicas. Estas formas de onda se caracterizan por la variación de su frecuencia instantánea a lo largo de la duración temporal de los mismos. En sistemas radar, permiten una mejora de la resolución espacial de los mismos [11] y en sistemas de

imágenes médicas hacen posible visualizar pequeños cambios de temperatura, así como concentración de ácidos o azúcar en tejidos [23, 24].

Todo este contexto se ha sintetizado en el diagrama de la fig. 1.1. En este diagrama, quedan reflejadas las relaciones que existen entre los diferentes conceptos mostrados en esta introducción tanto a nivel funcional como de sistemas. De este modo, queda enmarcada la motivación de esta tesis doctoral fundamentada en el estudio de sistemas fotónicos incoherentes de generación de señales arbitrarias de microondas basados en MWPF.

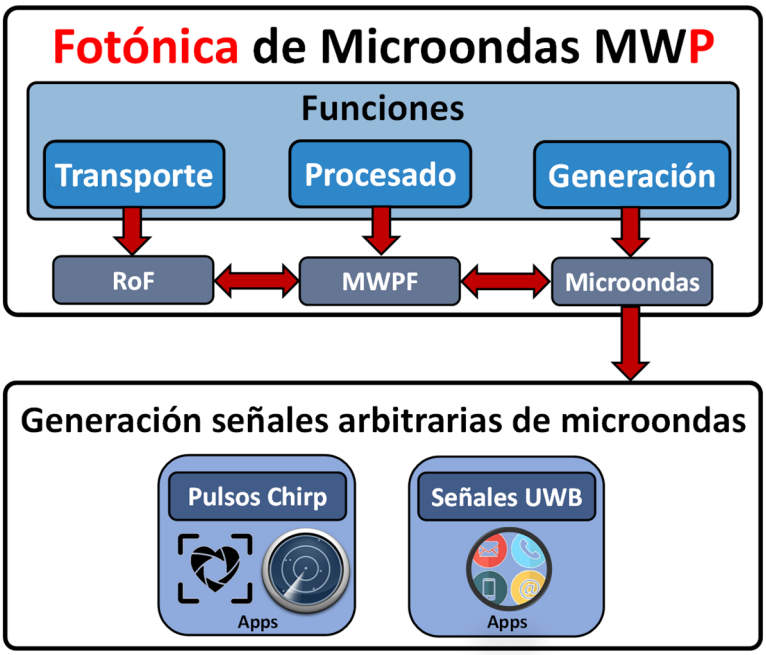

Figura 1.1 Diagrama de relación entre las funciones y aplicaciones que conforman el contexto de esta tesis doctoral.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de esta tesis doctoral consiste en el estudio e implementación de generadores de señales arbitrarias de microondas mediante el uso de MWPF como procesadores fotónicos. A través de la utilización de diferentes estructuras de filtrado fotónico, se pretenden generar las diferentes formas de onda propias de la tecnología UWB, así como también, pulsos con *chirp*. Para la consecución de este propósito, se han definido los siguientes objetivos específicos durante el desarrollo de esta tesis:

- Realización de un desarrollo teórico de la función de transferencia general de generadores basados en MWPF empleando una fuente óptica arbitraria y un procesador óptico de señal (POS) genérico para cada uno de los armónicos generados en régimen de gran señal.
- Análisis teórico de la función de transferencia en función de las características del POS (líneas de retardo ópticas y elementos dispersivos).
- Caracterización experimental de la respuesta en frecuencia de los MWPF que forman parte del generador arbitrario de microondas en régimen de pequeña y gran señal.
- Diseño e implementación de sistemas fotónicos incoherentes flexibles y reconfigurables para la generación de señales arbitrarias de microondas basados en MWPF.
- Generación de señales eléctricas propias de la tecnología UWB, obteniendo distintas formas de onda que cumplan con los requerimientos espectrales y de potencia regulados para esta tecnología mediante el ajuste de los diferentes parámetros del sistema fotónico utilizado.
- Generación de señales eléctricas con *chirp* empleando sistemas fotónicos que permitan la sintonización de la frecuencia central y control del *chirp* de las formas de onda generadas, obteniendo la medida del tiempo por ancho de banda TBWP correspondiente.
- Validación del desarrollo teórico realizado de la función de transferencia general de sistemas generadores basados en MWPF a partir de los resultados experimentales obtenidos con los esquemas fotónicos de generación implementados.

1.3 Estructura de la tesis

La estructura de este documento de tesis doctoral se divide en 5 capítulos:

- Esta introducción se corresponde con el primer capítulo.
- En el segundo capítulo, se realiza una revisión de las propiedades únicas de la MWP y se presentan las diferentes aplicaciones donde aporta soluciones a las limitaciones tradicionales de los sistemas puramente

eléctricos. Entre ellas, se destaca la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas como punto central de esta tesis doctoral. Además, se presentan de forma detallada las formas de onda arbitrarias propias de la tecnología UWB y los pulsos con *chirp*. Estos tipos de señales arbitrarias de microondas son de gran relevancia en la literatura y se corresponden con las formas de onda que han sido generadas con los sistemas fotónicos implementados en esta tesis. Posteriormente, se muestran diferentes arquitecturas fotónicas existentes en la literatura para la generación de señales arbitrarias, destacando la basada en la utilización de MWPF. Finalmente, se revisan los fundamentos de los MWPF para un mejor entendimiento de este tipo de estructuras.

- El tercer capítulo se corresponde con el estudio teórico de la función de transferencia de sistemas generadores basados en MWPF, clasificados en función del tipo de dispositivo óptico empleado como POS óptico. Así mismo, para cada uno de ellos, se ha obtenido la respuesta impulso-temporal del sistema. El estudio teórico de la función de transferencia que se presenta se ha generalizado para los diferentes armónicos generados debido a la no linealidad del sistema en régimen de gran señal. Además, para la validación del estudio teórico realizado, se lleva a cabo un estudio experimental de la distorsión armónica entre el tono fundamental y los distintos armónicos generados por los procesos no lineales de conversión E/O y O/E del sistema, empleando diferentes estructuras de filtrado fotónico. Este capítulo permite el análisis y el diseño de los sistemas fotónicos de generación de señales de microondas que se han implementado a lo largo del trabajo experimental realizado en esta tesis.

- En el cuarto capítulo, se presentan los sistemas de generación de señales de microondas basados en diferentes estructuras de filtrado fotónico incoherente que han sido implementados de forma experimental. Se identifica su principio de funcionamiento y se obtiene la función de transferencia particular de cada uno de ellos a partir del desarrollo teórico realizado en el capítulo anterior. Así mismo, se muestran los resultados experimentales obtenidos correspondientes a las diferentes señales arbitrarias de microondas generadas. En concreto, se generan las formas de onda utilizadas en la tecnología UWB (monociclos, dobletes, tripletes, multibanda...) así como pulsos de microondas con *chirp*.

- Por último, en el quinto capítulo se presentan las conclusiones derivadas de la realización de esta tesis doctoral y se establecen líneas futuras de investigación.

Referencias

[1] J. Capmany, and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” Nature Photonics 1(6), 319–330 (2007).

[2] A. Seeds, “Microwave photonics,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 50(3), 877–887 (2002).

[3] J. Yao, “Microwave Photonics,” Journal of Lightwave Technology, 27(3), 314–335 (2009).

[4] S. Iezekiel *et al.*, “Microwave Photonics: Devices and applications,” Ed. Wiley, Chippenham, Wiltshire, United Kindow (2009).

[5] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, and S. Sales, “Microwave Photonic Signal Processing,” Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 4, pp. 571-586, Feb.15, 2013.

[6] R. A. Minasian, E. H. W. Chan, and X. Yi, “Microwave photonic signal processing,” Optics Express 21, 22918-22936 (2013).

[7] W. Ng, “Photonics for microwave systems and ultra-wideband signal processing,” Optics Communications, Volume 373, 15 August 2016, Pages 2-15, ISSN 0030-4018.

[8] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, “A tutorial on microwave photonic filters,” Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, Jan. 2006.

[9] J. P. Yao, “Microwave photonics: Arbitrary waveform generation,” Nature Photonics 4, 79 - 80 (2010).

[10] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, “Optical UWB pulse generator using an N tap microwave photonic filter and phase inversion adaptable to different pulse modulation formats,” Optics Express 17, 5023-5032 (2009).

[11] J. W. Lin et al., “Photonic Generation and Detection of W-Band Chirped Millimeter-Wave Pulses for Radar,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 16, pp. 1437-1439, Aug.15, 2012.

[12] M. Shabani, and M. Akbari, "Simultaneous microwave chirped pulse generation and antenna beam steering," Progress in Electromagnetics Research, 2012, 22: 137–148.

[13] A. Seeds *et al.*, "Coherent terahertz photonics," Optics Express 21, 22988-23000 (2013).

[14] M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "A novel MWP proposal for low-coherence interferometry applications," 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP).

[15] X. Zou *et al.*, "Photonics for microwave measurements," Laser Photonics Review, 1–24 (2016).

[16] A. Rashidinejad, Y. Li, and A. M. Weiner, "Recent Advances in Programmable Photonic-Assisted Ultrabroadband Radio-Frequency Arbitrary Waveform Generation," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 1-17, Jan. 2016.

[17] L. R. Chen, "Photonic generation of chirped microwave and millimeter wave pulses based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping in silicon photonics," Optics Communications, Volume 373, 15 August 2016, Pages 70-81, ISSN 0030-4018.

[18] M. Rius, J. Mora, M. Bolea, and J. Capmany, "Harmonic distortion in microwave photonic filters," Optics Express 20, 8871-8876 (2012).

[19] L. Yang, and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, no 6, pp. 26-54, (2004).

[20] J. Yao, "Photonics for UWB communications," IEEE Avionics, Fiber-Optics and Photonics Digest CD, Cocoa Beach, FL, 2012, pp. 24-25.

[21] J. Capmany, G. Li, C. Lim, and J. Yao, "Microwave Photonics: Current challenges towards widespread application," Optics Express 21, 22862-22867 (2013).

[22] D. Griffith, and K. S. Bhatia, "Tutorial 1A: Design challenges for the Internet of Things," 2016 29th IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC), Seattle, WA, USA, 2016, pp. 1-2.

[23] M. Miyakawa, T. Yokoo, N. Ishii, and M. Bertero, “Visualization of Human Arms and Legs by CP-MCT,” 2008 38th European Microwave Conference, Amsterdam, 2008, pp. 412-415.

[24] M. Bertero, M. Miyakawa, P. Boccacci, F. Conte, K. Orikasa, and M. Furutani, “Image restoration in chirp-pulse microwave CT (CP-MCT),” IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 47, no. 5, pp. 690-699, May 2000.

2

Fotónica de Microondas: procesado y generación de señales de microondas

La MWP es una tecnología multidisciplinar que abarca el transporte, el procesado y la generación de señales de microondas en el dominio óptico. En este capítulo, se realiza un breve repaso de esta tecnología profundizando en la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas. En concreto, el capítulo se centra en el filtrado fotónico de microondas como principio de operación en sistemas de generación de señales. Después de la revisión inicial de la MWP se describen los dos tipos de señales arbitrarias de microondas generados experimentalmente en este trabajo: las señales empleadas en la tecnología UWB y los pulsos con *chirp*. Posteriormente, se presentan diferentes arquitecturas fotónicas de generación de señales: las basadas en la realización de un conformado de pulsos en el dominio óptico utilizando fuentes ópticas coherentes (mapeo directo espacio-tiempo, mapeo frecuencia-tiempo y conformado temporal de pulsos) y la basada en el uso de estructuras de filtrado fotónico incoherente (que ha sido la utilizada en los esquemas de generación propuestos en la tesis). Finalmente, para comprender el funcionamiento de los sistemas fotónicos de generación propuestos que se presentan en el capítulo 4, se analizan dos esquemas genéricos de MWPF basados en líneas de retardo y elementos dispersivos.

2.1 Introducción al campo de la Fotónica de Microondas

La MWP es un área de estudio donde convergen el dominio eléctrico de las ondas de microondas y el dominio óptico de la tecnología Fotónica. Tradicionalmente, esta tecnología se basa en el uso de la fibra óptica como medio de transmisión, entre cuyas propiedades inherentes destacan las bajas pérdidas independientes de la frecuencia (0.2 dB/km a 1550 nm), el gran ancho de banda, la alta tasa de transmisión, la inmunidad frente a EMI y el bajo peso (si se compara con el cobre) [1-4]. Todas estas ventajas de la fibra óptica permiten que la tecnología Fotónica incremente las prestaciones de los sistemas eléctricos tradicionales de radiofrecuencia (RF) y microondas. Además, los sistemas fotónicos mejoran las capacidades de sintonizabilidad y reconfigurabilidad de estos sistemas de procesado que operan en el dominio eléctrico, posibilitando la realización de funciones que difícilmente serían posibles utilizando métodos eléctricos convencionales. De manera recíproca, el empleo de técnicas y sistemas de microondas en el campo de la Fotónica ha permitido el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticos que son la piedra angular de las redes de comunicaciones de hoy en día. Por tanto, esta convergencia de los campos de la Fotónica y de las Microondas, representada por la MWP, ha aportado un valor añadido en ambos dominios (óptico y eléctrico) posibilitando la implementación de sistemas y dispositivos con nuevas funcionalidades y con prestaciones mejoradas [1-4].

En general, la MWP abarca la distribución y transporte, el control, el procesado y la propia generación de señales de microondas. Originariamente, los estudios realizados en esta área fueron motivados por la necesidad de mejorar las prestaciones de sistemas militares y de defensa, donde los altos costes de investigación podían ser soportados por los grandes presupuestos que se disponían. Más tarde, sobre los años 80, se intensificó el interés de la comunidad investigadora y la industria por la MWP, dando pie a la aparición de nuevas técnicas y funcionalidades para su uso en aplicaciones y sistemas civiles. En los años sucesivos, la proliferación de aplicaciones y escenarios donde se ha hecho uso de la tecnología Fotónica han convertido a la MWP en una tecnología clave para el desarrollo de la sociedad [5].

En la actualidad, la MWP está presente en escenarios de aplicabilidad muy diversos [5, 6]. Concretamente, se pueden destacar aplicaciones como

telefonía [7, 8], comunicaciones inalámbricas en redes personales [9] y del hogar [10], comunicaciones por satélite [11], televisión por cable [12], sistemas distribuidos de antenas [13], procesado óptico de señales [14], imágenes médicas [15, 16], Internet de las cosas (*Internet of Things*, IoT) [17] e instrumentación de laboratorio para medidas de señales de microondas [18], entre otras. Aquí, el continuo desarrollo de la MWP ofrece una solución a los requerimientos y necesidades incesantes de velocidad, ancho de banda, capacidad de procesamiento, reconfigurabilidad e inmunidad a EMI de todas estas aplicaciones y sistemas. Respecto a los requerimientos de tamaño, peso y consumo (S*ize, Weight and Power consumption*, SWAP), que cada día son más restrictivos por la demanda de productos y sistemas más pequeños y de mayor autonomía y eficiencia [5], la MWP también aporta soluciones. En concreto, la Fotónica de Microondas Integrada (*Integrated Microwave Photonics*, IMWP) tiene como objetivo la mejora del SWAP y el abaratamiento y reducción de costes de las soluciones fotónicas. Para lograr este objetivo, la IMWP pretende sintetizar en un simple circuito fotónico integrado (*Photonic Integrated Circuit*, PIC) cualquier sistema o dispositivo fotónico tradicional basado en la propia fibra óptica [19, 20]. En este sentido, pueden encontrarse PIC diseñados para una función específica (*Application-Specific Photonic Integrated Circuit*, ASPIC) [21] y PIC con una arquitectura programable con capacidad para implementar diferentes funciones según la programación del mismo [22]. Los ASPIC tienen la ventaja de ser diseños muy optimizados y más simples, aunque sólo pueden implementar la función para la que han sido diseñados. En cambio, la concepción de un PIC basado en una arquitectura programable resulta más compleja pero tiene la ventaja de su versatilidad y carácter de propósito general. Actualmente, ya se pueden encontrar ASPIC en productos o sistemas comerciales, sin embargo, el camino de los PIC basados en arquitectura programable aún sigue en fase de investigación para la definición de un modelo de arquitectura válido [19, 20].

2.1.1 Radio sobre Fibra

Las ventajas del acceso móvil e inalámbrico frente al acceso cableado han disparado el número de usuarios y dispositivos que utilizan este modo de conexión. Además, la creación de multitud de aplicaciones móviles con grandes requerimientos de ancho de banda y la necesidad del acceso instantáneo a la información por parte de los usuarios ha generado un

incesante incremento del tráfico de datos móviles e inalámbricos. El incremento de este tipo de tráfico de datos ha supuesto una transformación de las redes de comunicaciones móviles e inalámbricas. Por una parte, las redes se han transformado para soportar los mayores anchos de banda de tecnologías que operan cada vez a frecuencias más altas. Por otra parte, se ha producido un amplio despliegue de estas redes por diferentes áreas del territorio, llevando la posibilidad de conexión a zonas que permanecían aisladas o aumentando la capacidad de zonas urbanas donde la demanda de tráfico de datos se ha incrementado. Esta vertebración de redes móviles e inalámbricas no hubiera sido posible utilizando el cable coaxial como medio de transmisión ya que tiene pérdidas de centenares de dB/km a frecuencias de pocos GHz que aumentan con la frecuencia. La solución ha sido aprovechar las bajas pérdidas independientes de la frecuencia y el gran ancho de banda y capacidad de transmisión de la fibra óptica para desplegar redes RoF.

Las redes RoF han permitido el transporte y la distribución de las señales de RF y microondas a través de la fibra óptica. En última instancia, las señales eléctricas son radiadas por antenas para permitir el acceso inalámbrico y móvil. En la fig. 2.1 se muestra un esquema de un enlace RoF de bajada y subida, entre la estación central y los distintos puntos de acceso. Estas redes conviven con los enlaces tradicionales de fibra óptica de media y larga distancia que se han ido desplegando a lo largo de los años para interconectar los distintos territorios. De esta manera, la MWP está haciendo frente al continuo aumento de la demanda de capacidad de transmisión móvil e inalámbrica por parte de las aplicaciones y los usuarios [5, 23], siendo su mayor reto actualmente. Por todo ello, la MWP es considerada como la tecnología esencial para garantizar las comunicaciones inalámbricas presentes y futuras de gran ancho de banda [1, 24].

A medida que las necesidades de ancho de banda han ido aumentando, la frecuencia de la señal de trabajo se ha incrementado, no sólo para aumentar el ancho de banda disponible e incrementar la cobertura de transmisión, sino también para buscar bandas de frecuencia libres [23]. En este sentido, desde hace años, la MWP está presente en el desarrollo de sistemas fotónicos de comunicaciones capaces de operar con frecuencias eléctricas de decenas de GHz, dentro del subrango de frecuencia de las ondas milimétricas (*Millimetre-Wave*, MMW) (entre 30-300 GHz). En estos sistemas, subportadoras de alta frecuencia son generadas utilizando, por ejemplo,

técnicas fotónicas de generación heterodina [25-27] u osciladores electro-ópticos [28, 29]. De esta manera, no sólo se utiliza la MWP para el transporte y la distribución de las señales de microondas sino también, en estos sistemas, se aprovecha el hecho de operar en el dominio óptico para generar dichas señales de microondas de alta frecuencia, beneficiándose de las ventajas de la tecnología Fotónica. Con este tipo de sistemas se pretende poder desplegar las futuras redes móviles de quinta generación (5G) con las que se prevé ofrecer hasta 10 Gbps de capacidad por usuario [8, 19]. Un paso más allá en frecuencia y, por consiguiente, en ancho de banda disponible, corresponde al desarrollo de sistemas de comunicaciones que operen en el rango de frecuencias de THz (0.1-10 THz). Aquí, la tecnología Fotónica también se está utilizando para aportar soluciones a los requerimientos de estos sistemas, posibilitando la generación de estas señales de muy alta frecuencia [23, 30, 31].

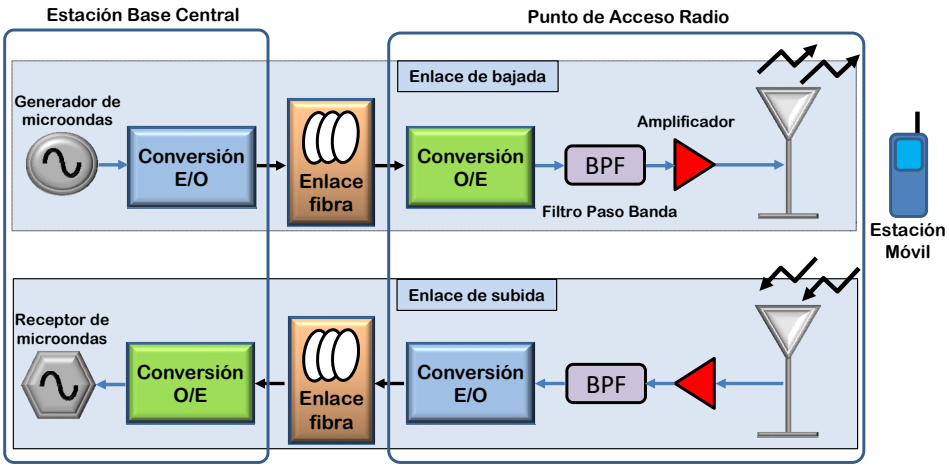

Figura 2.1 Esquema de un enlace RoF de bajada y de subida [24]. Estación Base Central (*Central Base Station, Central* BS), Punto de Acceso Radio (*Radio Access Point,* RAU), Estación Móvil (*Mobile Station*, MS), Filtro Paso Banda (*Band Pass Filter*, BPF).

2.1.2 Procesado fotónico de señales de microondas

Tanto los dispositivos fotónicos como los dispositivos de microondas procesan ondas electromagnéticas aunque estas sean de diferentes zonas del espectro electromagnético. Cuando ambos tipos de dispositivos se combinan en un orden determinado, se obtiene un sistema de MWP. De manera abreviada, podría decirse que un sistema de MWP abarca la transmisión y

el procesado de señales de microondas. Mediante el procesado fotónico de señales de microondas se pueden implementar funcionalidades que van desde un simple filtrado fotónico de señales de microondas [32], la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas [33], la conversión analógico-digital de señales de microondas asistida fotónicamente [34], el control del apuntamiento de antenas [35] o la medida de parámetros de señales de microondas [36]. La clave aquí es el hecho de que el procesado fotónico de una señal de microondas permite superar los inconvenientes intrínsecos del procesado electrónico de señal. Esto es debido al aprovechamiento de las ventajas únicas de los sistemas fotónicos y la fibra óptica, ofreciendo una solución a las necesidades de los sistemas y aplicaciones actuales [14, 37].

El sistema fotónico de microondas más simple es un enlace de fibra óptica, como el que se muestra en la fig. 2.2. En este enlace fotónico de microondas, una señal eléctrica modula en intensidad una portadora óptica que se propaga a través de una línea de fibra óptica. La señal óptica llega hasta un receptor óptico donde la señal de microondas es fotodetectada y recuperada de nuevo. La inserción de la señal de microondas de entrada $s_i(t)$ en el dominio óptico se realiza mediante una conversión E/O modulando externamente una fuente óptica con modulador electro-óptico. Actualmente, con este tipo de moduladores externos es posible modular señales de microondas de más de 100 GHz. Otra posibilidad de conversión E/O podría ser la modulación directa de una fuente óptica, aunque esta técnica está limitada en frecuencia a unas pocas decenas de GHz a causa del fuerte *chirp* generado por este tipo de modulación. Finalmente, la conversión O/E se realiza mediante un detector óptico de detección directa, recuperando a la salida la señal de microondas en el dominio eléctrico $s_o(t)$.

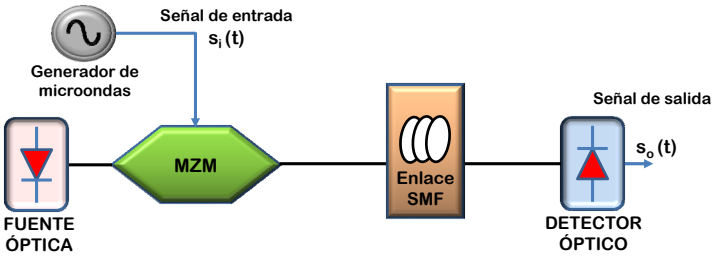

Figura 2.2 Esquema básico de un enlace fotónico de microondas compuesto por una fuente óptica, un modulador electro-óptico *Mach-Zehnder* (*Mach-Zehnder Modulator*, MZM), un enlace de fibra monomodo (*Single-Mode Fiber*, SMF) y un detector óptico.

Cuando en un enlace fotónico de microondas se realiza un procesado de la señal eléctrica en el dominio óptico se tiene un esquema como el presentado en la fig. 2.3(a), que se corresponde con el esquema básico de un sistema de MWP genérico. El procesado fotónico posibilita la implementación de funciones u operaciones difíciles o imposibles de realizar en un sistema puramente eléctrico como el de la fig. 2.3(b). Este sistema completamente eléctrico sería el sistema análogo al de la fig. 2.3(a) pero realizando el procesado en el dominio eléctrico [38, 39].

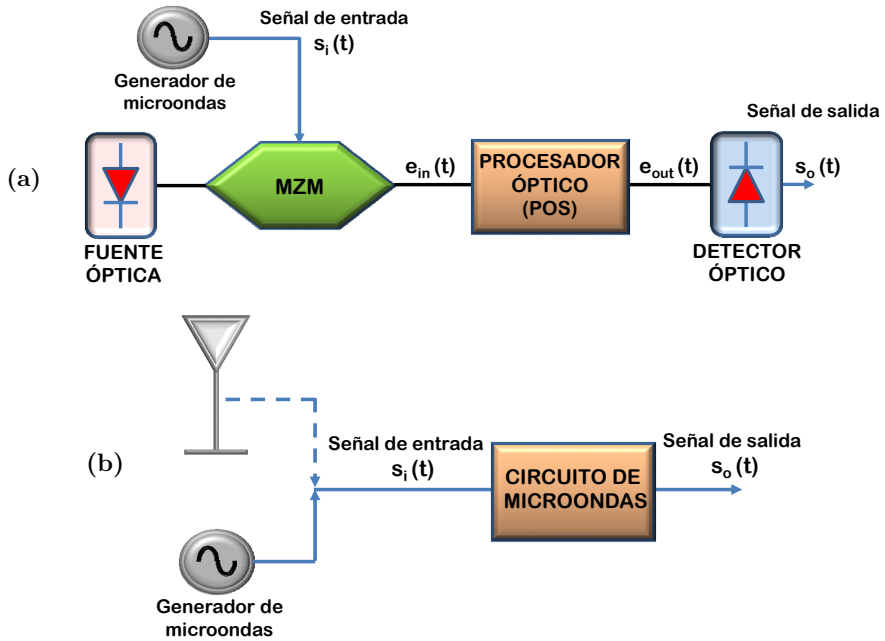

Figura 2.3 (a) Esquema básico de un sistema de MWP con procesador fotónico de señales de microondas. (b) Esquema básico de un sistema eléctrico con procesador de señales de microondas.

En el esquema básico del sistema fotónico de microondas presentado en la fig. 2.3(a), se ha introducido un nuevo bloque fotónico respecto al esquema del enlace fotónico de microondas de la fig. 2.2. Este nuevo bloque es el POS y es el encargado de realizar el procesado o filtrado en el dominio óptico de la señal eléctrica de entrada. El sistema completo representa a un MWPF. En este esquema, la señal óptica $e_{in}(t)$ modulada por la señal de microondas se inyecta en el POS, que procesa la señal modulada en el dominio del tiempo. Finalmente, la señal óptica resultante $e_{out}(t)$ se detecta mediante el receptor óptico obteniendo la señal de microondas procesada $s_o(t)$.

En el sistema eléctrico de la fig. 2.3(b), la señal eléctrica proveniente, por ejemplo, de una antena o generada por una fuente de microondas, se introduce en un circuito de procesamiento eléctrico que la procesa o la filtra, obteniendo a la salida la señal deseada para el fin propuesto. Entre las ventajas que presentan este tipo de circuitos de procesado en el dominio eléctrico cabe destacar, por una parte, el hecho de tener unas dimensiones reducidas y, por otra parte, gozar de una buena estabilidad de funcionamiento con la temperatura. Por el contrario, también presentan una serie de limitaciones entre las que destacan [38, 39]:

- Rigidez del sistema: la limitada flexibilidad de los esquemas de procesamiento eléctrico puede implicar el diseño de un circuito específico para cada tipo de procesado, teniendo que modificarlo o emplear otro tipo de hardware en caso de requerir un cambio de las especificaciones del sistema.
- Ancho de banda de operación limitado.
- Sensibilidad a EMI que puede imposibilitar su uso en determinadas condiciones y aplicaciones.
- Pérdidas dependientes con la frecuencia que suponen niveles importantes de atenuación a altas frecuencias y que pueden reducir el nivel de la señal de interés a niveles no aceptables.

Para hacer frente a las limitaciones de las estructuras de procesado puramente eléctrico se utiliza la MWP como recurso tecnológico. El resultado son sistemas fotónicos de microondas como el presentado en la fig. 2.3(a). Estos sistemas, haciendo uso de dispositivos ópticos y de la fibra óptica, superan esas limitaciones derivadas del procesado eléctrico al realizar dicha operación en el dominio óptico. En concreto, las ventajas de realizar un procesamiento fotónico son [14]:

- Reconfigurabilidad: la propia arquitectura de un procesador fotónico posibilita un cambio dinámico de la configuración del sistema.
- Sintonizabilidad: posibilidad de cambiar la posición espectral de la banda de trabajo del procesador controlando los diferentes parámetros del filtro fotónico.
- Gran ancho de banda: esta característica se refiere, por una parte, al gran margen de funcionamiento dentro del espectro radioeléctrico que

presentan este tipo de procesadores y, por otra parte, a la gran capacidad de transmisión como consecuencia de utilizar la fibra óptica como medio de transmisión.

- Inmunidad frente a EMI: la utilización de la fibra óptica en este tipo de sistemas supone tanto la no generación como la inmunidad frente a EMI.
- Bajas pérdidas: la fibra óptica presenta bajas pérdidas, sobre todo si se compara con las existentes en los medios físicos de transmisión de señales eléctricas, y no son dependientes de la frecuencia.
- Bajo coste: El coste de fabricación de los sistemas fotónicos ha disminuido progresivamente con el desarrollo de la tecnología. Por otra parte, el SiO_2 o Sílice, que es la materia prima para la fabricación de la fibra óptica, es muy abundante y no supone un factor determinante en el coste de estos sistemas.
- Reducción del SWAP: los requerimientos SWAP son más restrictivos y actualmente la MWP integrada es un campo prometedor para la sintetización de circuitos fotónicos.

Control del apuntamiento de antenas

Dentro del procesado fotónico de señales de microondas, una de las aplicaciones más tradicionales es el control del apuntamiento de antenas. De los entornos militares para los que inicialmente fue desarrollado ha pasado a aplicarse también en escenarios civiles como las comunicaciones personales, sistemas para la automoción, sistemas embarcados en satélites o plataformas de monitorización remota. El abaratamiento de los componentes fotónicos y el auge y despliegue de las redes de comunicaciones ópticas han ayudado a ello. La aplicación típica ha sido su utilización para el control remoto de amplios sistemas de antenas radar. Aquí, la Fotónica ha ofrecido las ventajas inherentes de la fibra óptica para una eficiente distribución de las señales de reloj necesarias en este tipo de sistemas. En cambio, los sistemas de procesamiento eléctricos, si bien dentro de sus limitaciones pueden llegar a tener cierta flexibilidad y reconfigurabilidad, presentan grandes inconvenientes en cuanto a la alta atenuación, sensibilidad a EMI y frecuencia de operación, la cual, viene determinada por los límites de los convertidores analógico-digitales (*Analog to Digital Conversor*, ADC) [40].

Convertidores análogico-digitales fotónicos

La conversión analógico-digital de señales de microondas mediante ADC es utilizada no sólo para el control del apuntamiento de antenas sino en infinidad de aplicaciones (sistemas radar, imágenes médicas, sistemas de comunicaciones...). Las prestaciones de los ADC puramente eléctricos vienen limitadas, básicamente, por dos fuentes de error características de este tipo de sistemas: el *jitter* y la ambigüedad del comparador. El *jitter* se corresponde con la diferencia de retardo del reloj de muestreo de la etapa de entrada, mientras que la ambigüedad del comparador es el resultado de la velocidad finita con la que el comparador (encargado de la decisión del valor de cuantización respecto a una referencia) responde a pequeñas variaciones de la señal analógica de entrada.

La investigación de la MWP en esta área del procesado fotónico surgió ya hace alguna década y supuso la aparición de ADC fotónicos. En la actualidad, la aplicación de la tecnología Fotónica en estos dispositivos se considera capaz de permitir una mejora en varios órdenes de magnitud de la precisión de digitalización de señales de microondas, respecto a los ADC electrónicos. Por otra parte, en los últimos años, el trabajo se ha intensificado en propuestas de ADC fotónicos basados en PIC, mejorando el SWAP y aumentando su aplicabilidad en distintos escenarios [34, 41].

2.1.3 Generación fotónica de señales arbitrarias de microondas

Las señales arbitrarias de microondas son necesarias en multitud de aplicaciones como comunicaciones, sistemas radar, captura de imágenes o instrumentación de medida y test [5, 42]. Los sistemas electrónicos de generación de este tipo de señales están limitados en frecuencia y ancho de banda por la velocidad de muestreo de los DAC que sintetizan las formas de onda [42]. El continuo desarrollo de la electrónica de estos sistemas ha permitido ir mejorando poco a poco estas restricciones, posibilitando la aparición de equipos de laboratorio de altas prestaciones con velocidades de muestreo y ancho de banda de 65 Gmuestras/s y 20 GHz, respectivamente, que han marcado el límite de prestaciones hasta el año 2016 [43]. A día de hoy, este límite se ha conseguido desplazar un poco más allá en frecuencia gracias al reciente lanzamiento de un generador de última generación del

fabricante Keysight, alcanzando velocidades de hasta 92 Gmuestras/s y 32 GHz de ancho de banda [44]. Sin embargo, la limitación persiste y los equipos se vuelven cada vez más complejos, siendo altamente sensibles a EMI. Además, cuando en determinadas aplicaciones es necesario distribuir la señal de microondas generada, la alta atenuación de los medios cableados eléctricos limita la distancia de transmisión de forma sustancial, agudizándose en el caso de señales de alta frecuencia [42]. La generación fotónica de señales arbitrarias de microondas ha surgido con gran fuerza para dar solución a estas limitaciones del medio eléctrico.

Los sistemas de generación de señales basados en MWP se caracterizan por el gran ancho de banda y velocidad disponibles en el dominio óptico, así como por la flexibilidad de sus estructuras que permiten la sintonización y reconfiguración de la señal generada. Además, también cabe destacar que pueden ser introducidos directamente en redes de distribución de RoF sin conversiones E/O y O/E adicionales [5, 14].

En general, las diferentes arquitecturas fotónicas de generación de señales arbitrarias pueden implementarse mediante óptica de espacio libre o mediante dispositivos basados en fibra óptica [5, 45, 46]. En las implementaciones de espacio libre, los moduladores espaciales (*Spatial Light Modulator*, SLM) son utilizados frecuentemente aportando flexibilidad y pudiendo ser reconfigurados en tiempo real [47]. Sin embargo, la óptica de espacio libre se traduce en sistemas voluminosos, sensibles y con grandes pérdidas. Por el contrario, las arquitecturas fotónicas de generación mediante dispositivos basados en fibra óptica resultan ser más compactas y con menores pérdidas, además de utilizar estructuras más fácilmente integrables en PIC, posibilitando la creación de soluciones de bajo coste de producción por parte de la industria y de tamaño reducido [42, 45, 46]. En el apartado 2.2 se presentan las arquitecturas fotónicas más relevantes para la generación de señales arbitrarias de microondas que pueden implementarse haciendo uso de dispositivos fotónicos basados en fibra óptica.

Respecto a las características de las señales arbitrarias de microondas generadas haciendo uso de estructuras fotónicas, se deben poder sintetizar formas de onda particulares que sean de interés en determinadas aplicaciones. En este sentido, se demandan formas de onda con determinados perfiles espectrales, frecuencia central, ancho de banda, variaciones de la frecuencia instantánea (*chirp*) y una duración determinada

de la señal. En concreto, la tecnología de comunicación inalámbrica UWB requiere pulsos de muy corta duración para transmitir información con altas tasas de transmisión y que debe satisfacer una determinada máscara espectral [48, 49]. Sin embargo, en aplicaciones de imágenes médicas [50] o sistemas radar [51] se requieren otro tipo de formas de onda caracterizadas por una variación de la frecuencia instantánea a lo largo de su duración temporal, los llamados pulsos con *chirp*. A continuación, se van a presentar las características de estos dos tipos de formas de onda por ser las señales arbitrarias generadas con los esquemas fotónicos propuestos en esta tesis.

Pulsos UWB

La Comisión Federal de Comunicaciones (*Federal Communications Commission*, FCC) de Estados Unidos define una señal UWB como aquella caracterizada por tener un ancho de banda superior a 500 MHz o un ancho de banda fraccional respecto a su frecuencia central mayor que un 20%. Entre las posibles aplicaciones de esta tecnología inalámbrica de banda ultra-ancha destaca su uso en redes de sensores, sistemas de radar vehicular y, sobre todo, dentro de las comunicaciones en el ámbito de las WPAN [52]. Para cada aplicación, la FCC definió unas máscaras espectrales que deben satisfacer las señales UWB, aunque la regulación de esta tecnología es particular de cada país. Para el caso de las comunicaciones inalámbricas, se debe satisfacer una máscara espectral para el uso sin licencia entre 3.1 y 10.6 GHz con una densidad espectral de potencia máxima radiada de -41.3 dBm/MHz [52]. La fig. 2.4(a) muestra la máscara espectral de la FCC para interior y exterior. La máscara es ligeramente diferente para entornos de interior o exterior y destaca la fuerte limitación existente de potencia radiada (-75.3 dBm/MHz) en la banda de trabajo de la tecnología de posicionamiento GPS situada entre 0.96 y 1.61 GHz.

La baja potencia de emisión permitida para la tecnología UWB habilita su coexistencia con el resto de tecnologías inalámbricas de comunicaciones que operan en esa región del espectro (redes móviles 4G, WLAN, *Bluetooth*, GPS, etc.) [53]. Sin embargo, la baja densidad de potencia espectral limita su uso a comunicaciones inalámbricas de corta distancia.

En cambio, esta tecnología ofrece tasas de transmisión de bits elevadas (desde centenares de Mb/s), capacidad de penetrar a través de obstáculos, reducido consumo de potencia y transceptores simples y de tamaño reducido

al carecer de portadora [49]. Precisamente, el uso limitado de UWB a corta distancia es una desventaja que puede ser superada con la MWP si se combina con redes RoF. De esta manera, las señales UWB podrían ser generadas en el dominio óptico y transportadas mediante fibra óptica a aquellas zonas de interés donde serían convertidas al dominio eléctrico y radiadas por antenas.

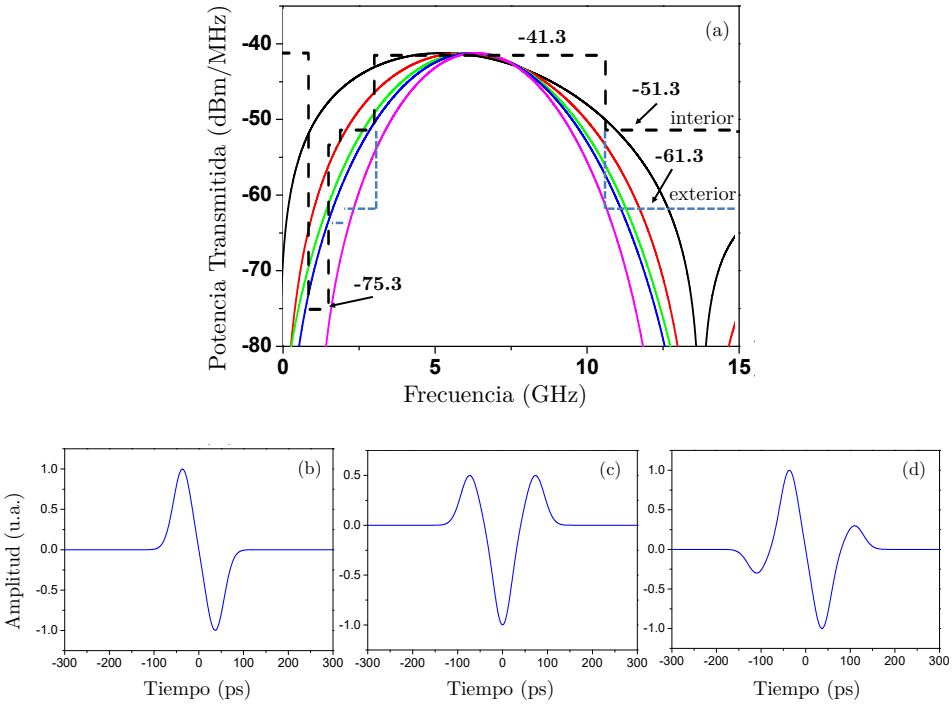

Figura 2.4 (a) Máscara espectral de la FCC para comunicaciones inalámbricas UWB para interior y exterior (líneas discontinuas) y representación espectral teórica de un monociclo (línea negra), doblete (línea roja), triplete (línea verde), cuadrete (línea azul) y quintete (línea magenta). (b) Forma de onda de un monociclo, (c) de un doblete y (d) de un triplete.

Para el aprovechamiento del espectro determinado por la máscara fijada por la FCC, se han propuesto dos técnicas de transmisión UWB dependiendo del número de bandas espectrales utilizadas dentro de la máscara [49]:

- IR-UWB (*Impulse Radio* UWB): se basa en el uso de pulsos temporalmente muy estrechos que ocupan todo el espectro disponible. Utiliza una única banda ultra-ancha y sin portadora. Por su

simplicidad y facilidad de generación, los pulsos Gaussianos son ampliamente utilizados para este propósito. En concreto, son utilizados las formas de onda correspondientes a las derivadas de un pulso Gaussiano. En la fig. 2.4(a), se han representado las respuestas espectrales de las formas de onda utilizadas en IR-UWB que se ajustarían con la primera, segunda, tercera, cuarta y quinta derivada de un pulso Gaussiano. Concretamente, se corresponden a un monociclo, doblete, triplete, cuartete y quintete, respectivamente. Como se observa, las formas de onda de mayor orden de derivación se ajustan mejor a la máscara espectral fijada por la FCC. Finalmente, las formas de onda del monociclo, doblete y triplete se han representado en la fig. 2.4(b), fig. 2.4(c) y fig. 2.4(d), respectivamente.

- MB-UWB (*MultiBand* UWB): se basa en la subdivisión del espectro fijado por la máscara, de tal manera que se crean múltiples sub-bandas de frecuencia no superpuestas de anchos de banda mayores de 500 MHz, manteniendo el requerimiento de ancho de banda fijado por la FCC para señales UWB. En la fig. 2.5(a) se muestra una forma de onda MB-UWB y en la fig. 2.5(b) se muestra la subdivisión en sub-bandas del espectro disponible limitado por la máscara FCC. En este caso, los pulsos son modulados por portadoras correspondientes a cada una de las sub-bandas. Las formas de onda MB-UWB son temporalmente mayores que las IR-UWB, reduciendo la tasa de transmisión posible pero haciendo un uso más eficiente del espectro.

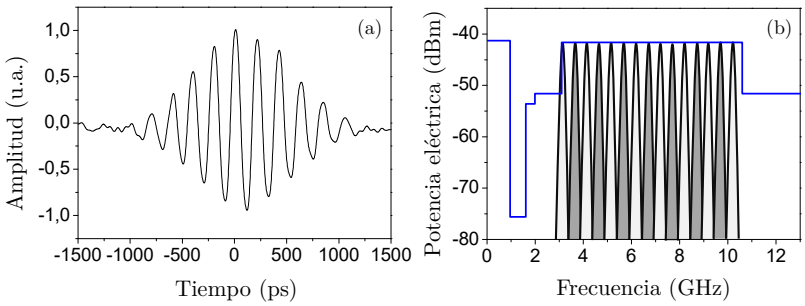

Figura 2.5 (a) Forma de onda MB-UWB [54] y (b) ejemplo de sub-bandas espectrales en MB-UWB.

Pulsos con *chirp*

La característica principal de un pulso con *chirp* es la variación de la frecuencia instantánea a lo largo de la duración temporal de la señal. Si la frecuencia instantánea presenta una variación lineal con la duración temporal de la señal se habla de pulsos con *chirp* lineal, mientras que si la variación es no lineal se habla de pulsos con *chirp* no lineal. Así mismo, en esta tesis doctoral, se considera que si la frecuencia instantánea aumenta a lo largo de la duración del pulso se tiene un *chirp* positivo, mientras que si disminuye se tiene un *chirp* negativo. A diferencia de las señales UWB vistas anteriormente, los pulsos con *chirp* no presentan ningún requerimiento adicional en términos de banda o rango espectral de operación, densidad espectral de potencia radiada o forma de onda y son de utilidad en diferentes aplicaciones como imágenes médicas [50] o sistemas radar [51].

En la fig. 2.6, se muestra un pulso con *chirp* positivo y lineal junto con la representación de la frecuencia instantánea a lo largo de su duración temporal.

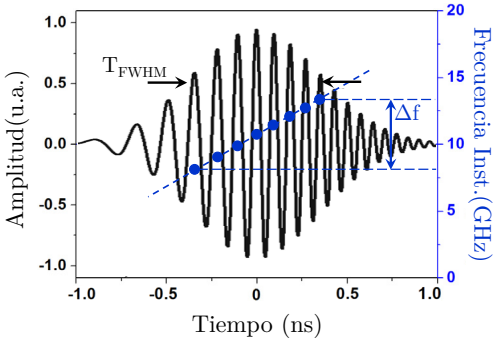

Figura 2.6 Representación de una forma de onda de un pulso con *chirp* (línea negra) y frecuencia instantánea a lo largo de la duración del pulso (azul).

El parámetro que caracteriza a un pulso con *chirp* es el TBWP y se calcula como el producto entre su duración a mitad de máximo (*Full-Width time duration of the pulse at Half-Maximum*, T_{FWHM}) y el rango de frecuencia en el que varía su frecuencia instantánea en ese periodo de tiempo ($\Delta f = f_{max} - f_{min}$):

$$TBWP = \Delta f \cdot T_{FWHM} \tag{2.1}$$

A título de ejemplo, para el pulso con *chirp* de la fig. 2.6 se tiene un $T_{FWHM} = 0.7$ ns y $\Delta f = 5$ GHz, resultando un TBWP = 3.5.

2.2 Arquitecturas para la generación fotónica de señales arbitrarias de microondas

En general, las arquitecturas fotónicas para la generación de señales arbitrarias de microondas pueden basarse en la realización de un conformado de pulsos en el dominio óptico y posterior conversión al dominio eléctrico mediante conversores opto-eléctricos o en la utilización de estructuras de filtrado fotónico de microondas [46]. A continuación, se presenta una clasificación de las arquitecturas fotónicas más relevantes para la generación de señales arbitrarias de microondas que pueden implementarse haciendo uso de dispositivos fotónicos basados en fibra óptica [45]. En concreto, se presentan tres arquitecturas que realizan algún tipo de conformado de pulsos en el dominio óptico utilizando fuentes ópticas coherentes (mapeo directo espacio-tiempo, mapeo frecuencia-tiempo y conformado temporal de pulsos) y una basada en el uso de estructuras de filtrado fotónico incoherente. Esta última ha sido la utilizada en los esquemas de generación propuestos en esta tesis haciendo uso mayormente de fuentes incoherentes. El hecho de utilizar fuentes ópticas incoherentes supone una ventaja en términos de coste e inmunidad frente a las condiciones ambientales respecto a las fuentes coherentes. Además, si bien las fuentes coherentes, a priori, ofrecen mayor control de la señal generada, actualmente las técnicas de filtrado fotónico incoherente permiten fácilmente la reconfiguración de la forma de onda y la sintonización de la frecuencia de la señal generada.

2.2.1 Generación basada en conformación de pulso y mapeo directo espacio-tiempo

El mapeo directo espacio-tiempo (*Direct Space-to-Time mapping*, DST *mapping*) es una arquitectura fotónica que permite la generación de formas de onda arbitrarias a partir de la conversión O/E de una ráfaga de pulsos ópticos con un determinado patrón de espaciado entre ellos. La forma de la señal generada a la salida del sistema se corresponderá con una versión escalada del patrón de espaciado aplicado a los pulsos. Mediante el esquema de la fig. 2.7 se muestra el principio de funcionamiento de esta arquitectura

[45]. Un pulso óptico ultracorto procedente de una fuente láser pulsada coherente se envía a un conformador de pulsos óptico. Este permite generar una ráfaga de pulsos con un determinado patrón de espaciado temporal a partir de réplicas del pulso original. Finalmente, se realiza la conversión O/E de la ráfaga de pulsos mediante un detector óptico con un ancho de banda limitado, que permite eliminar las componentes de alta frecuencia. Como resultado de ello, se genera una señal eléctrica a la salida del sistema con una forma suavizada respecto a la ráfaga de pulsos.

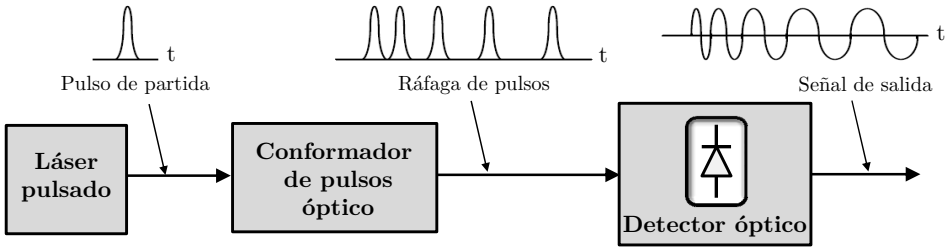

Figura 2.7 Esquema fotónico de generación de señales arbitrarias basado en mapeo directo espacio-tiempo.

La complejidad de este tipo de sistemas radica en la implementación del conformador de pulsos óptico. En una primera aproximación estos dispositivos han sido implementados mediante estructuras basadas en dispositivos ópticos de espacio libre [55], resultando ser sistemas voluminosos, sensibles y con grandes pérdidas. Con el fin de minimizar estos problemas se han desarrollado estructuras donde la señal óptica es guiada mediante AWGs (*Array Waveguide Gratings*) [56, 57], cuyo esquema general de funcionamiento se muestra en la fig. 2.8 [56]. En este caso, el pulso óptico ultracorto se introduce en un AWG mediante una máscara que permite dejar pasar unas réplicas del mismo y bloquear otras, así como controlar su amplitud. A continuación, dichas réplicas recorren diferentes caminos para volverse a unir, de manera que se obtiene una ráfaga de pulsos con el perfil de espaciado temporal deseado a la salida.

Mediante esta arquitectura se han demostrado esquemas capaces de generar señales arbitrarias de microondas en un rango de 2 a 50 GHz [58] y secuencias continuas de pulsos a tasas de 100 GHz [59].

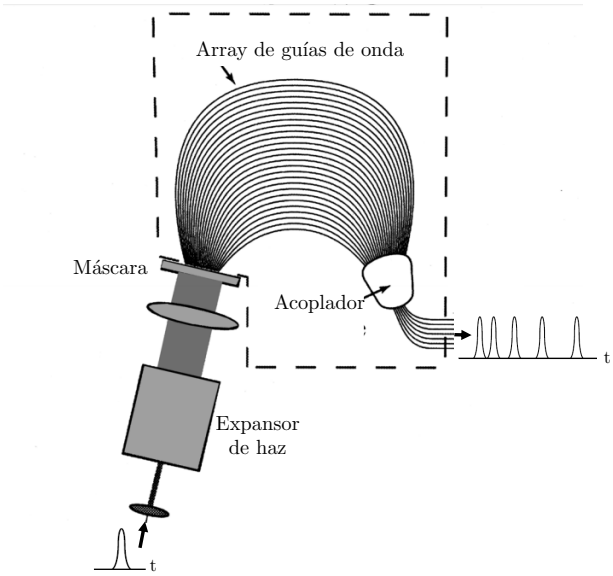

Figura 2.8 Esquema fotónico de un conformador de pulsos óptico basado en AWG.

2.2.2 Generación basada en conformación espectral y mapeo frecuencia-tiempo

El esquema básico de la arquitectura fotónica de generación señales arbitrarias basada en conformación espectral y mapeo frecuencia-tiempo (*Frequency-To-time Mapping*, FTM) se muestra en fig. 2.9 [45]. Esta arquitectura permite la generación de una señal en el dominio eléctrico que se corresponde con una versión escalada de la conformación de un pulso óptico. El sistema consiste en una fuente óptica pulsada coherente que emite pulsos ultracortos de una duración σ_0. Los pulsos son modificados espectralmente por un conformador espectral y propagados a través de un elemento dispersivo como un enlace de fibra óptica o una red de difracción de Bragg (*Fiber Bragg Grating*, FBG). Finalmente, se realiza un proceso de conversión O/E con un detector óptico. Mediante el elemento dispersivo se consigue realizar un mapeo frecuencia-tiempo del espectro conformado de la señal óptica a su entrada, con una relación que depende de la dispersión de primer orden φ_2 del mismo. Este fenómeno de mapeo establece que el campo óptico a la salida del elemento dispersivo se corresponde con la transformada de Fourier del campo óptico a la entrada con una relación en la variable temporal dada por la dispersión cromática total del mismo [45]. Por tanto:

$$e_{out}(t) \propto E_{in}(\omega)\Big|_{\omega=\frac{t}{\varphi_2}} \tag{2.2}$$

donde $E_{in}(\omega)$ se corresponde con el espectro del pulso óptico $e_{in}(t)$ conformado a la entrada del elemento dispersivo. Esta expresión se cumple siempre que la dispersión introducida por el elemento dispersivo satisfaga que [45]:

$$\left|\frac{\sigma_0^{\,2}}{2\varphi_2}\right| \ll 1 \rightarrow |\varphi_2| \gg \frac{\sigma_0^{\,2}}{2} \tag{2.3}$$

Esta consideración implica que la dispersión φ_2 debe ser lo suficientemente importante para ensanchar el pulso temporal de entrada debido a la dispersión cromática.

Finalmente, el proceso de detección dará como resultado una forma de onda $I_{OUT}(t)$ que será proporcional a la potencia del campo $E_{in}(\omega)$.

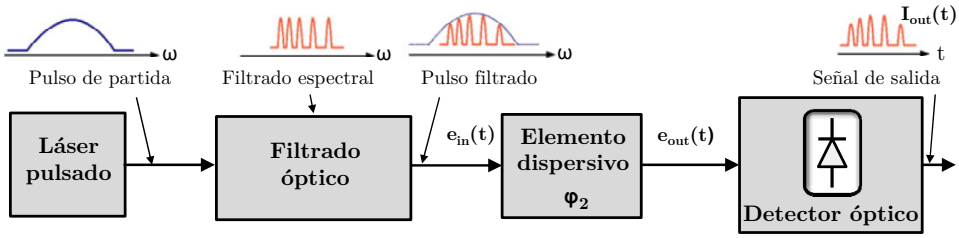

Figura 2.9 Esquema fotónico de generación de señales arbitrarias basado en conformación espectral y mapeo frecuencia-tiempo.

Siguiendo el esquema anterior, se han propuesto sistemas para la generación de formas de onda arbitrarias con *chirp* donde el filtrado o conformado espectral es llevado a cabo por un par de FBGs con *chirp* (*Chirped Fiber Bragg Grating*, CFBG) superpuestas en la misma fibra y el elemento dispersivo es implementado por un enlace de fibra [60]. Sin embargo, como resultado se generan señales eléctricas no sintonizables en frecuencia. Con el fin de poder sintonizar la frecuencia de la forma de onda generada, se ha propuesto la implementación del filtrado espectral con un interferómetro *Sagnac* [61] que incorpora una línea de retardo variable. Otras propuestas utilizan FBGs como elementos dispersivos manteniendo la etapa previa de filtrado óptico aunque también existen propuestas donde en una misma etapa se realiza el filtrado espectral y la introducción de la

dispersión con una única FBG con *chirp* lineal (*Linear Chirped Fiber Bragg Grating,* LCFBG) [62]. La utilización de FBGs permite obtener una versión más compacta de los sistemas respecto al uso de enlaces de fibra. No obstante, el uso de la fibra óptica como elemento dispersivo del sistema convierte a estos esquemas en sistemas muy atractivos para ser integrados en redes RoF.

Por otra parte, también se han propuesto sistemas que hacen uso de la dispersión de segundo orden φ_3 realizando un mapeo frecuencia-tiempo no lineal. Por ejemplo, se han implementado mediante una FBG con *chirp* no lineal (*Non-Linear Chirped Fiber Bragg Grating,* NLCFBG) [63]. En este caso, las expresiones (2.2) y (2.3) se modificarían al considerar la dispersión de segundo orden φ_3 [45].

Recientemente, se ha propuesto un esquema que utiliza un conformador espectral comercial que realiza una predistorsión de la amplitud y la fase del pulso. Posteriormente, el pulso es dispersado con un enlace de fibra con dispersión de primer orden φ_2, obteniendo una forma de onda con *chirp*, sin distorsión y con altos TBWP en todo el rango de frecuencia. Con esta técnica llamada mapeo frecuencia-tiempo de campo cercano, se han conseguido pulsos con *chirp* con frecuencias desde banda base hasta 41 GHz y un TBWP de 280 [64]. Por otra parte, en [65] se propone un esquema que incorpora una estructura interferométrica y un fotodiodo de onda viajera con el que se generan formas de onda con *chirp* lineal en la banda W (75-110 GHz), alcanzado TBWP de más de 600. Además, con estas formas de onda generadas se realiza una medida experimental de detección de objetos con una resolución de 3.9 mm y una detección precisa en un rango de 5 metros de distancia.

2.2.3 Generación basada en conformación temporal de pulsos

La arquitectura de generación basada en conformación temporal de pulsos (*Temporal Pulse Shaping*, TPS) consiste en la propagación de un pulso ultracorto a través de un par de elementos dispersivos con dispersiones de distinto signo [42, 66]. Los elementos dispersivos se sitúan antes y después de un modulador electro-óptico alimentado con una señal eléctrica x(t), como se muestra en la fig. 2.10. Cuando la dispersión del elemento dispersivo y la duración del pulso de entrada cumplen con la expresión (2.3),

la señal tras el segundo elemento dispersivo se puede expresar como la convolución entre el pulso óptico generado por la fuente pulsada (g(-t)) y la transformada de Fourier de la señal moduladora ($X(-t/\varphi_2)$), según la siguiente expresión [45]:

$$y(t) = 2\pi|\varphi_2|\exp\left(-j\frac{t^2}{2\varphi_2}\right)\times\left[g(-t)\otimes X\left(-\frac{t}{\varphi_2}\right)\right] \tag{2.4}$$

Al utilizarse pulsos ultracortos, g(-t) se puede considerar como una función impulso y el resultado de la convolución de la expresión (2.4) resulta ser justamente la transformada de Fourier de x(t).

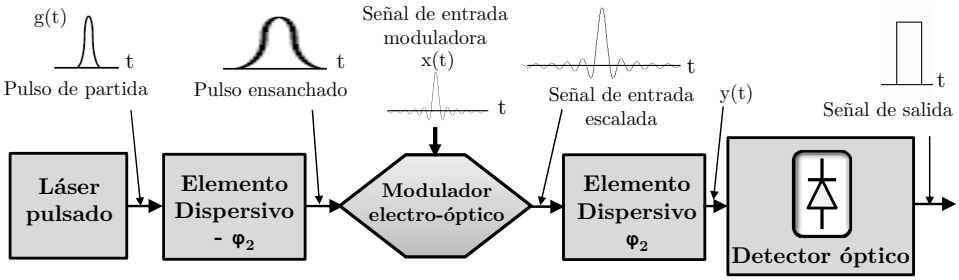

Figura 2.10 Esquema fotónico de generación de señales arbitrarias basado en conformación temporal de pulsos.

Entre las ventajas de esta arquitectura destacan su fácil implementación con dispositivos basados en fibra óptica (los elementos dispersivos normalmente son implementados por FBGs o enlaces de fibra) y la capacidad de generar pulsos de alta frecuencia a partir de señales de entrada de baja frecuencia. Por el contrario, su principal limitación radica en la modulación de la señal de entrada, pudiendo llegar a requerir una modulación de intensidad y fase con una sincronización de la información de ambas modulaciones [42, 45].

En la literatura se han propuesto esquemas multiplicadores de frecuencia donde las magnitudes de los elementos dispersivos son diferentes en signo pero también en magnitud [67]. Esto se traduce en una segunda transformada de Fourier ya que simula la existencia de un tercer elemento dispersivo tras el segundo, obteniendo a la salida del sistema una forma de onda que se corresponde con una versión escalada de la señal de entrada. A este tipo de esquemas caracterizados por un desbalanceo de la dispersión introducida antes y después de la modulación se les ha llamado TPS

desbalanceado. Además, se han propuesto esquemas para la generación de pulsos con *chirp* donde se utilizan elementos dispersivos que deben considerar dispersiones de segundo orden φ_3 [68].

2.2.4 Generación basada en filtrado fotónico incoherente

El procesado fotónico de una señal de microondas utilizando MWPF aporta una serie de ventajas respecto al procesado electrónico, tal y como se ha explicado en la sección 2.1.2. La arquitectura de generación de señales de microondas basada en MWPF mantiene esas ventajas permitiendo generar formas de onda con determinadas características espectrales, *chirp*, duración temporal y densidad espectral de potencia. Además, los sistemas de filtrado fotónico en régimen incoherente se caracterizan por su sencillez y estabilidad, permitiendo el uso de fuentes ópticas incoherentes cuyas ventajas han sido comentadas en el apartado 2.2.

De manera genérica, a partir de una determinada señal de entrada al MWPF ($I_{in}(\Omega)$) se genera una señal de salida ($I_{out}(\Omega)$) definida por la respuesta impulsiva h(t) del MWPF o su correspondiente función de transferencia $H(\Omega)$:

$$I_{out}(\Omega) = H(\Omega) \cdot I_{in}(\Omega) \tag{2.5}$$

De esta manera, dependiendo de la función de transferencia del filtro, a partir de una determinada señal de entrada se podrán sintetizar diferentes formas de onda de salida. En este sentido, en el siguiente apartado se presentan los dos tipos de arquitecturas genéricas de filtrado fotónico de microondas que pueden encontrarse: la basada en líneas de retardo y la basada en elementos dispersivos. Para cada una de ellas, se obtienen las expresiones generales de la respuesta impulsiva que determinarán la función de transferencia del MWPF y, en última instancia, el tipo de forma de onda a generar.

En la literatura se pueden encontrar multitud de propuestas de esquemas de generación de señales de microondas basadas en diferentes tipos de MWPF [69-76]. En general, un MWPF viene determinado por sus coeficientes, pudiendo tener un mayor o menor número de ellos, con signo positivo o negativo y de naturaleza real o compleja. De esta manera, en función del tipo y número de coeficientes de un determinado MWPF se podrán generar unas formas de onda u otras. En este sentido, en la

literatura se proponen esquemas de filtrado fotónico con coeficientes positivos y negativos para la generación de señales UWB basados en amplificadores ópticos de semiconductor (*Semiconductor Optical Amplifier*, SOA) [69], en detectores ópticos balanceados [70], en modulación de fase y discriminación de frecuencia mediante filtros ópticos paso-banda [71] o en dos moduladores electro-ópticos polarizados en pendientes opuestas de modulación [72], entre otros. Por otra parte, también se proponen esquemas de filtrado fotónico para la generación de señales de microondas con *chirp* donde son necesarios coeficientes complejos, los cuales, pueden ser implementados mediante el espaciado no uniforme de los coeficientes junto con una conversión de modulación de fase a intensidad (*Phase Modulation to Intensity Modulation*, PM-IM) [73] o junto con una modulación de intensidad en banda lateral única como se ha publicado recientemente en [74]. Así mismo, también existen propuestas basadas en el ranurado de fuentes ópticas incoherentes como fuentes de emisión espontánea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE) [75, 76].

2.3 Filtrado fotónico de señales de microondas

Uno de los temas que más interés ha suscitado a lo largo de los años dentro del procesado fotónico de microondas es la implementación de filtros de señales de microondas en el dominio óptico [1-3]. Por ello, este tema ha sido ampliamente investigado y en la literatura pueden encontrarse multitud de propuestas fotónicas de filtrado, así como diferentes tutoriales [14, 33, 34]. Actualmente, una parte importante del trabajo en esta área se centra en la implementación de MWPF en PICs con la intención de mejorar el parámetro SWAP y poder dar salida comercial a estas estructuras [21, 22, 77].

Los MWPF aportan soluciones a las limitaciones de los sistemas de filtrado eléctrico principalmente gracias a sus propiedades de sintonizabilidad y reconfigurabilidad. La propiedad de sintonizabilidad del filtro hace referencia a la posibilidad de sintonizar la posición de la banda pasante de forma continua o discreta en un gran ancho de banda. Por otra parte, la reconfigurabilidad hace referencia a la posibilidad de reconfigurar el MWPF para modificar la función de transferencia de forma arbitraria. De esta manera, la utilización de MWPF aumenta la flexibilidad del sistema de filtrado de microondas considerablemente. Además, los MWPF pueden

introducirse directamente en los sistemas RoF sin necesidad de conversiones E/O y O/E adicionales, lo que elimina el inconveniente que podría tener su aplicación en este tipo de sistemas al ya encontrarse la señal a procesar en el dominio óptico.

Inicialmente, el concepto del filtrado fotónico de señales eléctricas puede explicarse según la teoría de procesamiento discreto de señales [39]. Partiendo de un sistema de procesamiento fotónico genérico como el presentado en la fig. 2.3(a), en el POS se generan muestras de la señal óptica modulada de entrada con un retardo y un peso arbitrarios para, posteriormente, ser combinadas y realizar la conversión O/E, recuperando la señal eléctrica filtrada. Si el número de muestras generadas es finito se corresponderá con un filtro con un número de coeficientes finito (*Finite Impulse Response*, FIR), que tendrá una respuesta tipo *notch* si sólo tiene dos coeficientes o un comportamiento paso-banda si tiene un número mayor. En cambio, si el número de muestras es infinito se correspondería con un filtro con un número de coeficientes infinito (*Infinite Impulse Response*, IIR). En términos generales, pueden encontrarse dos arquitecturas de filtrado fotónico diferentes según el tipo de dispositivo encargado de introducir el retardo a las distintas muestras de la señal óptica de entrada: la basada en un POS formado por líneas de retardo y la basada en un POS formado por elementos dispersivos [14, 38, 39].

2.3.1 MWPF con POS formado por líneas de retardo

En la fig. 2.11, se muestra un MWPF con un POS formado por líneas de retardo ópticas. Las líneas de retardo ópticas son dispositivos ópticos pasivos mediante los cuales una señal óptica recorre un camino dado, retardándose un determinado tiempo.

El retardo τ introducido por la línea de retardo óptica puede ser expresado como:

$$\tau = \frac{n_0 L}{c} \tag{2.6}$$

donde n_0 es el índice efectivo del medio, L es la longitud de la línea de retardo y c la velocidad de la luz. De acuerdo con el esquema presentado en la fig. 2.11, la diferencia de retardo entre muestras consecutivas es τ, la cual, determina la periodicidad espectral del filtro o rango espectral libre (*Free Spectral Range*, FSR) según la siguiente expresión [14]:

$$FSR = \frac{1}{\tau} \tag{2.7}$$

En el esquema de la fig. 2.11, la señal generada por una fuente óptica a una frecuencia óptica ω_0 se modula con una señal eléctrica $s_i(t)$. El campo eléctrico $e_{in}(t)$ a la salida del modulador puede expresarse como:

$$e_{in}(t) = \sqrt{s_i(t)} \cdot e^{j\omega_o t} e^{j\psi(t)} \tag{2.8}$$

donde $\Psi(t)$ se corresponde con la fase de la señal óptica generada por la propia fuente.

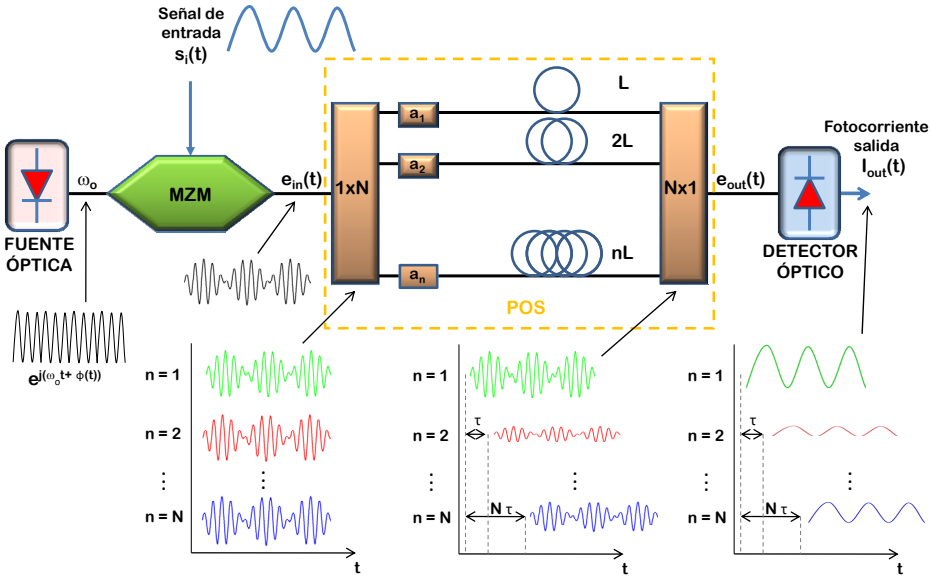

Figura 2.11 Esquema de MWPF con un POS formado por líneas de retardo ópticas.

La señal óptica modulada $e_{in}(t)$ se introduce en un POS donde se divide en N muestras por un acoplador 1xN. Cada una de las muestras es atenuada de forma independiente por un atenuador a_n y retardada por una línea de retardo. Estas muestras se corresponden con los coeficientes del filtro. El retardo entre muestras adyacentes es siempre el mismo y se corresponde con el retardo básico del filtro τ. De esta manera, el puerto de salida N del acoplador se conecta con el atenuador a_N y este con una línea que introduce un retardo de valor $N \cdot \tau$. Cada una de las contribuciones se combinan de nuevo mediante un acoplador Nx1, obteniendo un campo eléctrico a la salida del acoplador $e_{out}(t)$ compuesto por la suma de cada una de las muestras:

$$e_{OUT}(t) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{a_n s_i(t-n\tau)}\cdot e^{j\omega_o(t-n\tau)}e^{j\psi(t-n\tau)} \tag{2.9}$$

A partir de la expresión anterior puede obtenerse la fotocorriente de salida del detector $I_{OUT}(t)$ como:

$$I_{OUT}(t) = \Re\cdot\left\langle\left|e_{OUT}(t)\right|^2\right\rangle = \frac{\Re}{N^2}\cdot\sum_{n=1}^{N}a_n s_i(t-n\tau) \tag{2.10}$$

donde $\Re$ se corresponde con la responsividad del detector.

Para la obtención de la expresión (2.10) a partir de la ecuación (2.9), se ha impuesto la condición de que el tiempo de coherencia τ_c de la fuente óptica es menor que el retardo τ entre muestras adyacentes, es decir, el sistema actúa en régimen incoherente. En este caso, no existe relación de fase $\Psi(t)$ entre las distintas muestras del filtro pudiéndose eliminar los términos cruzados de la interferencia. Por tanto, la potencia óptica a la entrada del receptor es la suma de las potencias ópticas de las muestras del filtro, no existiendo términos de batido relacionados con la fase óptica [38, 39]. En principio, con este tipo de filtro sólo podrían implementarse filtros con coeficientes positivos, pues sólo se modifica la magnitud y retardo de las muestras, aunque a lo largo de los años se han desarrollado técnicas adicionales que permiten obtener coeficientes negativos o complejos [14].

Si por el contrario, el tiempo de coherencia τ_c de la fuente óptica es mucho mayor que el retardo τ entre muestras adyacentes, existe una relación determinista entre las fases de las señales ópticas de cada una de las muestras del filtro. En este caso, la potencia óptica a la entrada del receptor es proporcional al módulo al cuadrado de la suma del campo eléctrico de cada una de las muestras en el mismo punto, conteniendo las contribuciones de los diferentes batidos del campo eléctrico. Por ello, el filtro actúa en régimen de coherencia, lo que implica que podrían implementarse filtros con coeficientes positivos, negativos y complejos. Aunque los filtros coherentes presentan inicialmente más flexibilidad frente a los filtros incoherentes, desde el punto de vista de una implementación experimental, los filtros incoherentes son sistemas más robustos que los filtros coherentes que son más sensibles a pequeños cambios en las condiciones de propagación de la señal óptica, pudiendo deteriorar la respuesta del filtro eléctrico considerablemente [38, 39].

Finalmente, a partir de la ecuación (2.10) es posible obtener la respuesta impulso temporal que se corresponde con la relación lineal en el domino del tiempo entre la señal eléctrica a la entrada y la salida del filtro como:

$$h_{RF}(t) = \frac{\Re}{N^2} \sum_{n=1}^{N} a_n \cdot \delta(t - n\tau) \tag{2.11}$$

2.3.2 MWPF con POS formado por elementos dispersivos

La otra arquitectura típica de un MWPF es la caracterizada por tener un POS formado por un elemento dispersivo para generar el retardo entre las muestras del filtro. Este dispositivo puede ser un simple enlace de fibra óptica o una FBG, entre otros.

En la fig. 2.12, se muestra un esquema de un MWPF en el que se utiliza como elemento dispersivo un enlace de fibra óptica. En este caso, varias portadoras ópticas centradas en las frecuencias ópticas ω_n se multiplexan para ser moduladas por una señal eléctrica $s_i(t)$. Aquí, las diferentes portadoras ópticas se corresponden con las muestras del filtro y, de la misma manera que en caso anterior, el FSR viene determinado por la expresión (2.7), siendo τ en este caso y considerando únicamente la dispersión de primer orden:

$$\tau = \beta_2 \cdot L \cdot \Delta\omega \tag{2.12}$$

donde β_2 se corresponde con el término de dispersión de primer orden, L con la longitud del enlace de fibra óptica y $\Delta\omega$ con la separación entre portadoras ópticas.

El campo eléctrico $e_{in}(t)$ a la salida del modulador puede expresarse como:

$$e_{in}(t) = \sqrt{s_i(t)} \cdot \sum_{n=1}^{N} \sqrt{P_n} \cdot e^{j\omega_n t} e^{j\Psi_n(t)} \tag{2.13}$$

donde P_n representa la potencia óptica promedio asociada a cada frecuencia óptica ω_n.

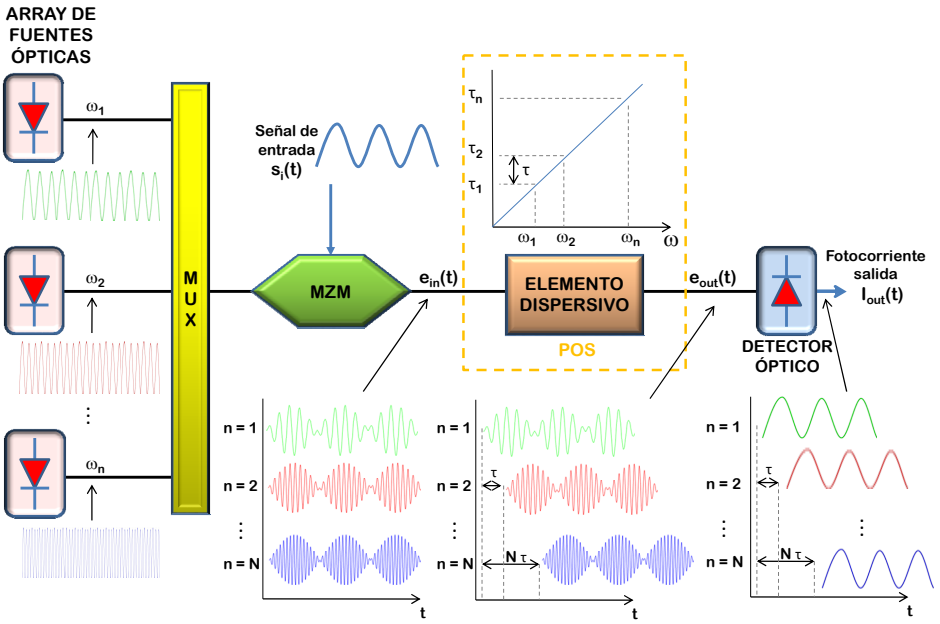

Figura 2.12 Esquema de MWPF con un POS formado por un enlace de fibra óptica como elemento dispersivo.

La señal óptica modulada $e_{in}(t)$ resultante se propaga a través de un enlace de fibra óptica que actúa como medio dispersivo, generando un retardo distinto a cada una de las portadoras de la señal óptica modulada. En la fig. 2.12 se muestra un esquema del retardo introducido en función de la frecuencia óptica de cada portadora. Ajustando la longitud de onda de las portadoras ópticas es posible cambiar el retardo que sufren y, por tanto, cambiar la sintonización del filtro. A la salida del POS, el campo óptico resultante puede escribirse como:

$$e_{out}(t) = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{P_n} \cdot \sqrt{s_i(t-\tau_n)} e^{j\omega_n (t-\tau_n)} e^{j\Psi_n (t-\tau_n)} \tag{2.14}$$

Finalmente, la señal se detecta mediante un receptor óptico obteniéndose la señal de RF con el filtrado deseado según las especificaciones del filtro diseñado. La fotocorriente detectada en este caso es:

$$I_{OUT}(t) = \Re \cdot \left\langle \left| e_{OUT}(t) \right|^2 \right\rangle = \Re \cdot \sum_{n=1}^{N} P_n \cdot s_i(t-\tau_n) \tag{2.15}$$

donde se ha tenido en cuenta que las distintas fuentes ópticas son incoherentes entre sí. Análogamente al esquema presentado en el punto anterior (fig. 2.11), es posible obtener la respuesta impulso temporal

correspondiente con la relación lineal en el domino del tiempo entre el campo eléctrico a la entrada y la salida del filtro como:

$$h_{RF}(t) = \Re \sum_{n=1}^{N} P_n \cdot \delta(t - n\tau) \tag{2.16}$$

En este caso, la amplitud de cada coeficiente del filtro se puede controlar mediante la potencia óptica P_n asociada a cada una de las fuentes ópticas centradas en la frecuencia óptica ω_n.

2.3.3 Sintonización, reconfigurabilidad y selectividad

A partir de las dos estructuras básicas de filtrado incoherente presentadas anteriormente no es posible generar directamente MWPF con coeficientes negativos y complejos. En ambas estructuras, la sintonización de la resonancia se realiza ajustando el retardo entre muestras τ. Sin embargo, también se produce simultáneamente un cambio en la respuesta espectral del filtro más allá de una mera sintonización. La necesidad de sintonizar la resonancia del filtro sin alterar la respuesta espectral del mismo, ha llevado a la propuesta de multitud de técnicas adicionales para la implementación de MWPF que sinteticen coeficientes complejos. De esta manera, es posible el control independiente de la sintonización y la respuesta espectral del filtro actuando sobre la fase de los coeficientes [14]. En este sentido, se han propuesto técnicas basadas en el efecto de *Scattering* estimulado de *Brillouin* (*Stimulated Brillouin Scattering*, SBS) en fibra óptica como en [78], que se corresponde con una de las últimas propuestas. Aquí se consigue un filtrado paso-banda con controles del ancho de banda pasante desde 0.02 hasta 3 GHz, de la frecuencia central desde 3 hasta 11 GHz y de la forma de la banda pasante. En otra técnica, se hace uso de conformadores espectrales basados en SLM de cristal líquido sobre Silicio (*Liquid Crystal on Silicon*, LCoS) como en [79, 80], utilizando como fuentes ópticas una fuente óptica ancha en [79] y un peine de frecuencias ópticas (*Optical Frequency Comb*) en [80]. Sin embargo, en [81] el control de la fase de cada uno de los coeficientes se consigue mediante FBGs desfasadas (*Phase-Shifted Fiber Bragg Gratings*, PS-FBG), utilizando un array de N láseres para generar los N coeficientes del filtro. Otra propuesta similar más reciente utiliza una fuente óptica ancha y una FBG con *chirp* espaciada discretamente (*Spatially Discrete Chirped Fiber Bragg Grating*, SD-CFBG), con la que se consigue generar las muestras del filtro e introducir un retardo no uniforme a cada

muestra para sintetizar coeficientes complejos [82]. Por otra parte, los resonadores en anillo son utilizados en una técnica en la que se varía la longitud de onda de un láser sintonizable para sintonizar la banda pasante del MWPF [83].

El carácter periódico de la respuesta espectral de los filtros fotónicos incoherentes basados en líneas de retardo y elementos dispersivos, hizo que no fueran de interés en determinadas aplicaciones donde no se requería dicha periodicidad espectral. Este hecho ha llevado a la propuesta de filtros fotónicos con una única resonancia no periódica en frecuencia como los presentados en [78, 79, 80, 83, 84].

Por otra parte, para el control de la forma del filtro o reconfiguración del mismo se actúa ajustando la magnitud de las muestras, bien a través de los atenuadores a_n (fig. 2.11) o la potencia de las portadoras ópticas P_n (fig. 2.12). Así mismo, se han propuesto diferentes técnicas para este fin basadas, por ejemplo, en el uso de FBGs [82], conformadores espectrales [79, 80] o mediante la modulación óptica empleando señales de RF de entrada definidas por *software* [78].

Respecto a la selectividad del filtro, esta está relacionada con el número de muestras. En general, a mayor número de muestras mayor selectividad [85]. La selectividad puede medirse a través del factor de calidad Q, el cual viene dado por [14]:

$$Q = \frac{FSR}{\Delta\Omega_{FWHM}} \tag{2.17}$$

donde $\Delta\Omega_{FWHM}$ es el ancho espectral a mitad de máximo (*Full Width Half Maximum*, FWHM). Además, otro parámetro importante a efectos de la selectividad es el nivel de lóbulo principal a secundario (*Main to Secondary Sidelobe Ratio*, MSSR) [38].

2.3.4 Distorsión armónica

En general, el proceso de conversión E/O es el origen de la distorsión que caracteriza a los sistemas MWP. La fotodetección también genera no linealidades aunque son menores que las anteriores. La distorsión armónica (*Harmonic Distortion*, HD) y la distorsión de intermodulación (*Intermodulation Distortion*, IMD) son el resultado de estas no linealidades siendo necesario la definición de un parámetro para caracterizarlas. Este

parámetro se conoce como rango dinámico libre de espurios (*Spurious-Free Dynamic Range*, SFDR) [86]. Mediante el diseño apropiado de los MWPF se puede reducir los efectos indeseados de estas no linealidades, siendo el SFDR una buena herramienta para caracterizar los MWPF en términos de distorsión [87].

El SFDR se define como el nivel de señal-a-ruido cuando el nivel de ruido (P_n) para un ancho de banda de señal iguala al de la potencia de un armónico determinado. En la fig. 2.13, se presenta un esquema donde se define gráficamente el SFDR entre el tono fundamental y un armónico de segundo y tercer orden. De esta manera, cuanto mayor sea el SFDR mejores prestaciones en términos de distorsión no lineal tendrá el sistema de filtrado fotónico.

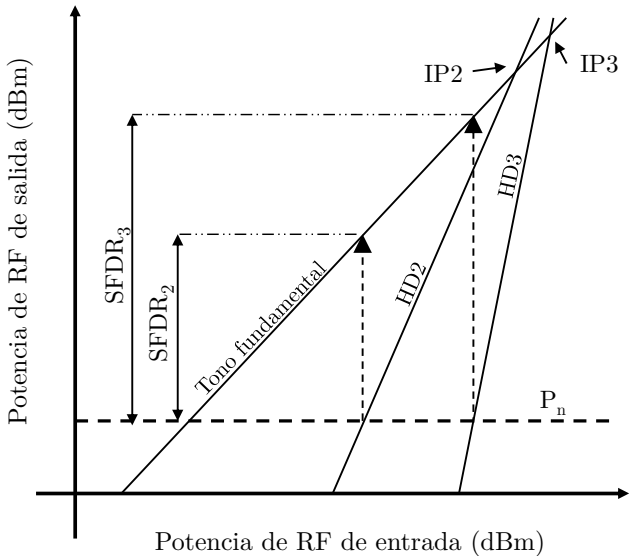

Figura 2.13 Esquema de medida de la distorsión armónica mediante la definición del SFDR entre el tono fundamental y el armónico de segundo orden (HD2) y el tono fundamental y el armónico de tercer orden (HD3).

Así mismo, el SFDR puede expresarse matemáticamente de acuerdo a [86]:

$$\mathrm{SFDR}_2 = 1/2 \cdot (\mathrm{IP}_2 - \mathrm{P}_n)\left[\mathrm{dB} \cdot \mathrm{Hz}^{1/2}\right] \tag{2.18}$$

$$\mathrm{SFDR}_3 = 2/3 \cdot (\mathrm{IP}_3 - \mathrm{P}_n)\left[\mathrm{dB} \cdot \mathrm{Hz}^{2/3}\right] \tag{2.19}$$

donde IP_2 e IP_3 son los puntos de intercepción del tono fundamental con el armónico de segundo y tercer orden, respectivamente, y P_n es el ruido en dBm contenido en un Hz de ancho de banda.

Referencias

[1] J. Capmany, and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” Nature Photonics 1(6), 319–330 (2007).

[2] A. Seeds, “Microwave photonics,” IEEE Transactions on Microwave Theory Technology 50(3), 877–887 (2002).

[3] J. Yao, “Microwave Photonics,” Journal of Lightwave Technology 27(3), 314–335 (2009).

[4] S. Iezekiel et al., “Microwave Photonics: Devices and applications,” Ed. Wiley, Chippenham, Wiltshire, United Kindow (2009).

[5] J. Capmany, G. Li, C. Lim, and J. Yao, "Microwave Photonics: Current challenges towards widespread application," Optics Express 21, 22862-22867 (2013).

[6] D. Pérez, I. Gasulla, and J. Capmany, “Software-defined reconfigurable microwave photonics processor,” Optics Express 23, 14640-14654 (2015).

[7] H. Al-Raweshidi, and S. Komaki, “Radio over fiber technologies for mobile communications networks” (Artech House, 2002).

[8] R. Waterhouse, and D. Novack, “Realizing 5G: Microwave Photonics for 5G Mobile Wireless Systems,” IEEE Microwave Magazine, vol. 16, no. 8, pp. 84-92, Sept. 2015.

[9] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, and A. Jamalipour, “Wireless body area networks: a survey,” IEEE Comm. Surveys and Tutorials 16(3), 1658–1686 (2014).

[10] M. Popov, “The convergence of wired and wireless services delivery in access and home networks,” Optical Fiber Communication conference (2010), paper OWQ6.

[11] M. Sotom, B. Bénazet, A. Le Kernec, and M. Maignan, “Microwave photonic technologies for flexible satellite telecom payloads,” Proceedings of 35th European Conference on Optical Communication, (Vienna, Austria, 2009), pp. 1–4.

[12]. W. I. Way, “Broadband Hybrid Fiber/Coax Access System Technologies,” Artech House, San Diego, (1998).

[13] M. Crisp, R. V. Penty, I. H. White, and A. Bell, “Wideband Radio over Fiber Distributed Antenna Systems for Energy Efficient In-Building Wireless Communications,” Proc. 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference, Taipei, Taiwan, 1–5 (2010).

[14] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, and S. Sales, “Microwave Photonic Signal Processing,” Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 4, pp. 571-586, Feb.15, 2013.

[15] A. J. Seeds *et al.*,”Coherent terahertz photonics,” Optics Express 21, 22988-23000 (2013).

[16] M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, “A novel MWP proposal for low-coherence interferometry applications,” IEEE 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics 1-4, 2015.

[17] “Technology focus on Microwave photonics,” Nature Photonics 5, 723–736 (2011).

[18] Xihua Zou *et al.*, “Photonics for microwave measurements,” Laser Photonics Review, 1–24 (2016).

[19] S. Iezekiel, M. Burla, J. Klamkin, D. Marpaung, and J. Capmany, “RF Engineering Meets Optoelectronics: Progress in Integrated Microwave Photonics,” IEEE Microwave Magazine, vol. 16, no. 8, pp. 28-45, Sept. 2015.

[20] J. Capmany, and P. Muñoz, “Integrated Microwave Photonics for Radio Access Networks,” Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 16, pp. 2849-2861, Aug.15, 15 2014.

[21] J. S. Fandiño, P. Muñoz, D. Doménech, and J. Capmany, ”A monolithic integrated photonic microwave filter,” Nature Photonics,11, Nature Publishing Group, 2016.

[22] J. Capmany, I. Gasulla, and D. Pérez, “Microwave photonics: the programmable processor,” Nature Photonics, 10, 1, 6-8, 2016, Nature Publishing Group.

[23] T. Nagatsuma, G. Ducournau, and C. C. Renaud, “Advances in terahertz communications accelerated by photonics,” Nature Photonics, 10, 6, 371-379, 2016, Nature Publishing Group.

[24] V. A. Thomas, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, “Millimeter-Wave Radio Over Fiber Optical Upconversion Techniques Relying on Link Nonlinearity,”

IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 1, pp. 29-53, Firstquarter 2016.

[25] A. T. Latunde, M. Milosavljevic, P. Kourtessis, and J. Senior, "OQAM-OFDM RoF with IM-DD remote heterodyne 28 GHz upconversion for 5G millimeter RANs," 2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Trento, Italy, 2016, pp. 1-4.

[26] O. Omomukuyo, M. P. Thakur, and J. E. Mitchell, "Simple 60-GHz MB-OFDM Ultrawideband RoF System Based on Remote Heterodyning," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 25, no. 3, pp. 268-271, Feb.1, 2013.

[27] Chang-Soon Choi, Jun-Hyuk Seo, Woo-Young Choi, H. Kamitsuna, M. Ida, and K. Kurishima, "60-GHz bidirectional radio-on-fiber links based on InP-InGaAs HPT optoelectronic mixers," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 12, pp. 2721-2723, Dec. 2005.

[28] M. A. Ilgaz, and B. Batagelj, "Preliminary idea for a converged fixed and mobile network infrastructure with 5G using Radio-over-Fiber technology and an Opto-Electronic Oscillator in the millimeter-wave range," 2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Trento, Italy, 2016, pp. 1-4.

[29] X. S. Yao, and L. Maleki, "Optoelectronic oscillator for photonic systems," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 1141-1149, Jul 1996.

[30] A. Seeds *et al.*, "Microwave Photonics: Present Status and Future Outlook (Plenary Paper)," Microwave Photonics (MWP), 2015 International Topical Meeting on, Paphos, 2015, pp. 1-6.

[31] A. J. Seeds, H. Shams, M. J. Fice and C. C. Renaud, "TeraHertz Photonics for Wireless Communications," Journal of Lightwave Technology, vol. 33, no. 3, pp. 579-587, Feb.1, 1 2015.

[32] J. Mora, B. Ortega, A. Díez, J. L. Cruz, M. V. Andrés, J. Capmany, and D. Pastor, "Photonic microwave tunable single-bandpass filter based on a Mach-Zehnder interferometer," Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no 7, pp. 2500-2509, (2006).

[33] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Experimental photonic generation of chirped pulses using nonlinear

dispersion-based incoherent processing," Optics Express 23, 13634-13640 (2015).

[34] F. X. Kärtner, A. Khilo, and A. H. Nejadmalayeri, "Progress in photonic analog-to-digital conversion," 2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), Anaheim, CA, 2013, pp. 1-3.

[35] B. Ortega, J. L. Cruz, J. Capmany, M. V. Andres, and D. Pastor, "Variable delay line for phased-array antenna based on a chirped fiber grating," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 8, pp. 1352-1360, Aug 2000.

[36] J. Dai, K. Xu, X. Sun, Y. Li, J. Niu, Q. Lv, J. Wu, X. Hong, and J. Lin, "Instantaneous frequency measurement system with tunable measuremens range utilizing fiber-based incoherent microwave photonic filters", Proc. Microwave Photonics 2010. MWP '10. Int. Topical Meeting on, Montreal, pp. 1-4.

[37] R. A. Minasian, E. H. W. Chan, and X. Yi, "Microwave photonic signal processing," Optics Express 21, 22918-22936 (2013).

[38] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "A tutorial on microwave photonic filters," Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, Jan. 2006.

[39] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, and S. Sales, "Discrete-time optical Processing of microwave signals," Journal of Lightwave Technology, vol. 23, no. 2, pp. 702-723, Feb. 2005.

[40] M. Burla, "Advanced integrated optical beam forming phased array antenna systems." PhD thesis, University of Twente, The Netherlands, 2013.

[41] Anatol Khilo *et al.*, "Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter," Optics Express 20, 4454-4469 (2012).

[42] A. Rashidinejad, Y. Li, and A. M. Weiner, "Recent Advances in Programmable Photonic-Assisted Ultrabroadband Radio-Frequency Arbitrary Waveform Generation," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 1-17, Jan. 2016.

[43] http://www.tek.com/signal-generator/awg70000-arbitrary-waveform-generator

[44] http://www.keysight.com/en/pd-2583267-pn-M8196A/92-gsa-s-arbitrary-waveform-generators?nid=-33319.1139580&cc=ES&lc=eng

[45] J. Yao, "Photonic generation of microwave arbitrary waveforms," Optics Communications, 284, 15, 3723-3736, 2011, North-Holland.

[46] Lawrence R. Chen, "Photonic generation of chirped microwave and millimeter wave pulses based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping in silicon photonics," Optics Communications, Volume 373, 15 August 2016, Pages 70-81, ISSN 0030-4018.

[47] A. M. Weiner, "Ultrafast optical pulse shaping: a tutorial review," Optics Communications, vol. 284, pp. 3669-3692, (2011).

[48] D. Porcine, P. Research, and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: Potencial and challenges ahead," IEEE Communications Magazine, vol. 41, no 13, pp. 66-74, (2003).

[49] L. Yang, and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, no 6, pp. 26-54, (2004).

[50] M. Miyakawa, T. Yokoo, N. Ishii, and M. Bertero, "Visualization of Human Arms and Legs by CP-MCT," 2008 38th European Microwave Conference, Amsterdam, 2008, pp. 412-415.

[51] J. Lin *et al.*, "Photonic generation and detection of W-band chirped millimeterwave pulses for radar," IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(16): 1437–1439

[52] Fed. Commun. Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Apr. 2002. Tech. Rep., ET-Docket 98-153, FCC02-48.

[53] S. Ghauri, and D. Feng, "Analysis of UWB coexistence with 2G/3G/4G Wireless Communication systems," 2012 Proceedings of International Conference on Modelling, Identification and Control, Wuhan, Hubei, China, 2012, pp. 1028-1033.

[54] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Multiband-UWB Signals Generation Based on Incoherent Microwave Photonic Filters," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, no. 2, pp. 142-145, Jan.15, 2014.

[55] D. E. Leaird, and A. M. Weiner, “Femtosecond optical packet generation by direct space-to-time pulse shaper,” Optics Letters, vol. 24, pp. 853-855, (1999).

[56] D. E. Leaird, and A. M. Weiner, “Femtosecond direct space-to-time pulse shaping in an integrated-optic configuration,” Optics Letters, vol. 29, pp. 1551-1553, (2004).

[57] A. Vega, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, “High-speed direct space-to-time pulse shaping with 1 ns reconfiguration,” Optics Letters, 35, 1554-1556 (2010).

[58] J. D. McKinney, D. S. Seo, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, “Photonically assited generation of arbitrary millimeter-wave and microwave electromagnetic waveforms via direct space-to-time optical pulse shaping,” IEEE Journal of Lightwave technology, vol. 21, no. 12, pp. 3020-3028, (2003).

[59] J. D. McKinney, D. S. Seo, and A. M. Weiner, “Direct space-to-time pulse shaping at 1.5 μm,” IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 39, no. 12, pp. 1635-1644, (2003).

[60] C. Wang, and J. Yao, “Photonic generation of chirped microwave pulses using superimposed chirped fiber Bragg gratings,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, no 11, pp. 882-884, (2008).

[61] C. Wang, and J. Yao, “Chirped microwave pulse generation based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping using a Sagnac-loop mirror incorporating a chirped fiber Bragg grating,” Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no 16, pp. 3336-3341, (2008).

[62] C. Wang, and J. Yao, “Simultaneous optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping for photonic microwave arbitrary waveform generation,” IEEE Photonic Technology Letters, vol. 21, no. 12, pp. 793-795, (2009).

[63] H. Chi, and J. Yao, “Chirped RF pulse generation based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping using a nonlinearly chirped fiber Bragg grating,” Journal of Lightwave Technology, vol. 26, no 10, pp. 1282-1287, (2008).

[64] A. Dezfooliyan, and A. M. Weiner, "Photonic synthesis of high fidelity microwave arbitrary waveforms using near field frequency to time mapping," Opt. Express 21, 22974-22987 (2013).

[65] Y. Li, A. Rashidinejad, J.-M. Wun, D.E. Leaird, J.-W. Shi, and A.M. Weiner, "Photonic generation of W-band arbitrary waveforms with high time-bandwidth products enabling 3.9 mm range resolution," Optica 1 (6) (2014) 446–454.

[66] Li, M., Azaña *et al.*, "Recent progresses on optical arbitrary waveform generation," Frontiers of Optoelectronics, (2014) 7: 359.

[67] C. Wang, M. Li, and J. Yao, "Continuously tunable photonic microwave frequency multiplication by use of an unbalanced temporal pulse shaping system," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no 17, pp. 1285-1287, (2010).

[68] M. Li, C. Wang, W. Li, and J. Yao, "An unbalanced temporal pulse-shaping system for chirped microwave waveform generation," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no 11, pp. 2968-2975, (2010).

[69] F. Wang, J. Dong, E. Xu, and X. Zhang, "All-optical UWB generation and modulation using SOA-XPM effect and DWDM-based multi-channel frequency discrimination," Optics Express, vol. 18, no. 24, pp. 24 588–24 594, Nov. 2010.

[70] S. T. Abraha, C. M. Okonkwo, E. Tangdiongga, and A. M. J. Koonen, "Power-efficient IR-UWB pulse generator based on linear sum of modified doublet pulses," Optics Letters, vol. 36, no. 12, pp. 2363-2365, (2011).

[71] J. Shao, and J. Sun, "Photonic ultrawideband impulse radio shape modulation based on dual-filter tuning," Optics Letters, vol. 38, pp. 232-234, January 2013.

[72] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Optical UWB pulse generator using an N tap microwave photonic filter and phaser inversion adaptable to different pulse modulation formats," Optics Express, vol. 17, no. 7, pp. 5023-5032, (2009).

[73] Y. Dai, and J. Yao, "Nonuniformly Spaced Photonic Microwave Delay-Line Filters and Applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no. 11, pp. 3279-3289, Nov. 2010.

[74] D. Chen *et al.*, "Generation of chirped microwave signal with any central frequency based on a nonuniformly spaced finite impulse response filter," Optica Applicata, Vol. XLVI, No. 3, 2016

[75] V. Torres-Company, J. Lancis, P. Andrés, and L. R. Chen, "Reconfigurable RF waveform generation using optical incoherent sources," Proceeding on Lasers and Electro-optics, Quantum Electronics and Laser Science 2008, CLEO/QELS 2008, (San José 2008), pp. 1-2.

[76] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Optical arbitrary waveform generator using incoherent microwave photonic filtering," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 10, pp. 618-620, (2011).

[77] S. Liao *et al.*, "Integrated programmable photonic filter on the silicon-on-insulator platform," Optics Express 22, 31993-31998 (2014).

[78] W. Wei, L. Yi, Y. Jaouën, and W. Hu, "Software-defined microwave photonic filter with high reconfigurable resolution," Scientific Reports 6, Article number: 35621 (2016)

[79] L. Li, X. Yi, T. X. H. Huang, J. Schröder, and R. Minasian, "Spectrum-Sliced Microwave-Photonic Filter Based on Fourier Transform of Modified Optical Spectrum," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 27, no. 13, pp. 1422-1425, July1, 1 2015.

[80] X. Xue *et al.*, "Programmable Single-Bandpass Photonic RF Filter Based on Kerr Comb from a Microring," Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 20, pp. 3557-3565, Oct.15, 2014.

[81] M. Sagues, R. García-Olcina, A. Loayssa, S Sales, and J. Capmany, "Multi-tap complex-coefficient incoherent microwave photonic filters based on optical single-sideband modulation and narrow band optical filtering," Optics Express, 16, 295-303 (2008).

[82] C. Wang, and J. Yao, "A Nonuniformly Spaced Microwave Photonic Filter Using a Spatially Discrete Chirped FBG," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 25, no. 19, pp. 1889-1892, Oct.1, 2013.

[83] J. Palaci, G. E. Villanueva, J. V. Galan, J. Marti, and B. Vidal, "Single Bandpass Photonic Microwave Filter Based on a Notch Ring Resonator," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 17, pp. 1276-1278, Sept.1, 2010.

[84] J. Mora et al., “Photonic microwave tunable single-bandpass filter based on a Mach-Zehnder interferometer,” Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 7, pp. 2500-2509, July 2006.

[85] B. Ortega, J. Mora, J. Capmany, D. Pastor, and R. Garcia-Olcina, “Highly selective microwave photonic filters based on active optical recirculating cavity and tuned modulator hybrid structure,” Electronics Letters, vol. 41, no. 20, pp. 1133-1135, 29 Sept. 2005.

[86] S. Iezekiel, “Microwave Photonics: Devices and Applications,” Wiley-IEEE Press, March 2009, ISBN: 978-0-470-84854-8.

[87] M. Rius, J. Mora, M. Bolea, and J. Capmany, “Harmonic distortion in microwave photonic filters,” Optics Express 20, 8871-8876 (2012).

3

Análisis de sistemas de generación de señal basados en filtros fotónicos de microondas

En este capítulo, se realiza un análisis de los sistemas fotónicos de generación de señales arbitrarias de microondas asociados al trabajo experimental desarrollado en la tesis doctoral. En concreto, se estudian aquellos sistemas cuyo principio de operación está basado en MWPF. Para ello, se ha desarrollado un marco teórico que permite analizar la función de transferencia del filtro fotónico equivalente del sistema. De esta manera, se posibilita la comprensión del funcionamiento de estos sistemas como generadores fotónicos de señales arbitrarias de microondas. En concreto, en el primer apartado se realiza el desarrollo de la función de transferencia general. En este punto, se destaca la no linealidad entre la señal eléctrica de entrada al sistema y la señal de salida, siendo esta una característica tenida en cuenta en el desarrollo teórico realizado. En el siguiente apartado, se calcula la expresión general de la función de transferencia del sistema generador para un MWPF formado por una fuente óptica arbitraria y un POS genérico, válida tanto para la frecuencia fundamental como para los armónicos generados por las no linealidades del sistema. Posteriormente, esta expresión general se particulariza para dos tipos de filtros fotónicos genéricos: el formado por líneas de retardo y el formado por elementos dispersivos. En el tercer apartado, se lleva a cabo un estudio experimental que permite validar el desarrollo teórico realizado. En concreto, se realizan medidas de la respuesta en frecuencia de diferentes sistemas de filtrado fotónico y se complementa el estudio con una medida de la distorsión armónica de los mismos.

3.1 Introducción

Los sistemas fotónicos de generación de señales arbitrarias de microondas propuestos en esta tesis se fundamentan en la utilización de MWPF adaptados para realizar dicha función de generación. En la fig. 3.1, se muestra el esquema genérico de un sistema generador formado por una etapa de modulación que modula una fuente óptica $S(\omega)$ con una señal eléctrica de RF de entrada $I_{IN}(\Omega)$. A continuación, un POS, caracterizado por una determinada función de transferencia óptica $H_{POS}(\omega)$, es el encargado del procesado de la señal óptica modulada. Por último, un detector óptico realiza la fotodetección obteniendo la señal eléctrica de salida del sistema generador, definida a través de la fotocorriente de salida $I_{OUT}(\Omega)$.

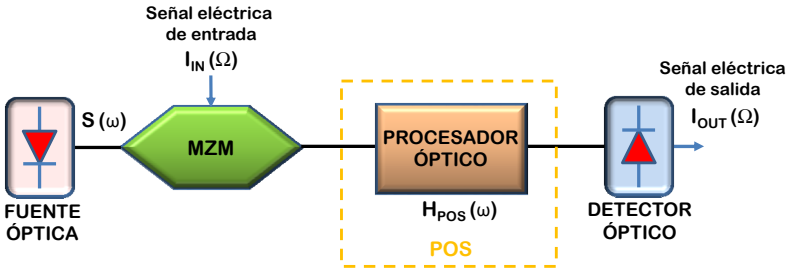

Figura 3.1 Esquema de un sistema para la generación de señales arbitrarias basado en un MWPF.

Tanto la conversión E/O, con la que se introduce la señal eléctrica de entrada en el dominio óptico mediante el modulador, como la conversión O/E, con la que se recupera la señal eléctrica mediante la fotodetección, son procesos no lineales [1]. En este sentido, no es posible obtener una expresión que relacione de manera directa la señal eléctrica de entrada al modulador y la señal eléctrica generada tras la fotodetección.

Teniendo en cuenta la anterior premisa, en los siguientes apartados se ha desarrollado la expresión de la función de transferencia general del sistema para la frecuencia fundamental definida como $H_{RF}(\Omega)$, relacionando la corriente de salida $I_{OUT}(\Omega)$ y una corriente equivalente de entrada al MWPF definida como $I_{IN}(\Omega)$. Cabe destacar que esta corriente es diferente de la corriente de la señal eléctrica de entrada al modulador. En este sentido, $I_{IN}(\Omega)$ además de la contribución de la señal de RF de entrada al modulador contempla todas aquellas contribuciones de los procesos de conversión E/O

y O/E, de manera que, conociendo la función de transferencia del sistema $H_{RF}(\Omega)$, es posible obtener la corriente generada $I_{OUT}(\Omega)$. Por tanto, considerando este sistema no lineal, la función de transferencia del sistema fotónico de microondas $H_{RF}(\Omega)$ quedará caracterizada por la corriente eléctrica de salida $I_{OUT}(\Omega)$ y la corriente equivalente de entrada $I_{IN}(\Omega)$ en el dominio de la frecuencia eléctrica Ω según la siguiente expresión:

$$I_{OUT}(\Omega) = H_{RF}(\Omega) \cdot I_{IN}(\Omega) \tag{3.1}$$

cuya respuesta impulso temporal es:

$$I_{OUT}(t) = h_{RF}(t) \otimes I_{IN}(t) \tag{3.2}$$

La función de transferencia general del sistema que se ha desarrollado en este capítulo ha sido particularizada para los dos tipos de sistemas de generación de señales arbitrarias de microondas empleados en esta tesis: los basados en MWPF con un POS formado por líneas de retardo ópticas y los basados en MWPF con un POS formado por elementos dispersivos.

3.2 Desarrollo de la función de transferencia del sistema

En este punto, se ha obtenido la expresión general de la función de transferencia de un sistema para la generación de señales arbitrarias de microondas basado en un MWPF formado por una fuente óptica de entrada arbitraria y un POS genérico. Esta expresión es válida no sólo para la frecuencia fundamental Ω sino también para los armónicos generados por las no linealidades de los procesos de conversión E/O y O/E (2Ω, 3Ω ...).

La fig. 3.2 muestra el esquema genérico de un sistema fotónico mediante el que va a realizarse el análisis teórico con el que describir la distorsión armónica generada por la no linealidad de este tipo de arquitecturas fotónicas.

El campo óptico $e_s(t)$ de la fuente óptica puede definirse como:

$$e_s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} E_s(\omega) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega \tag{3.3}$$

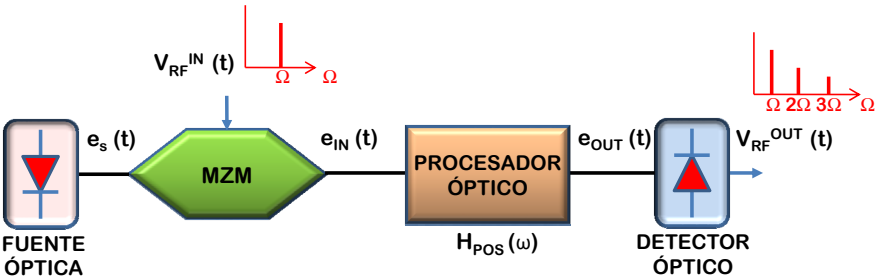

Figura 3.2 Esquema de un sistema fotónico considerando la distorsión armónica.

Para la modulación de la fuente óptica se emplea un modulador electro-óptico a partir del cual se generan subportadoras eléctricas a frecuencias ópticas múltiplos de la frecuencia fundamental Ω de la señal de entrada. La respuesta del modulador viene dada por:

$$s(t) = \sum_m s_m \cdot e^{-jm\Omega t} \tag{3.4}$$

donde s_m representa el coeficiente o índice de modulación de cada armónico de orden m y $\Omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular eléctrica. Dependiendo del tipo de modulación, los coeficientes s_m se relacionan con la señal RF de entrada $V_{RF}^{IN}(t)$ de distinta forma. La señal de RF que se introduce a la entrada del modulador electro-óptico se ha definido como:

$$V_{RF}^{IN}(t) = V_o \cdot \cos(\Omega t) \tag{3.5}$$

donde V_o es la amplitud de la señal de RF de entrada.

La expresión (3.4) ya muestra la no linealidad de la etapa de modulación ante la entrada de la señal eléctrica $V_{RF}^{IN}(t)$. Por ejemplo, para el caso de modulación de amplitud la respuesta del modulador viene caracterizada por los siguientes coeficientes [1]:

$$s_m^{AM} = \cos\left(\varphi_{DC} \pm n\frac{\pi}{2}\right) J_n(m) e^{jn\theta_{RF}} \tag{3.6}$$

En cambio, para el caso de modulación de fase, se tiene que:

$$s_m^{PM} = j^n J_n(m) \tag{3.7}$$

En los términos generales de las expresiones (3.6) y (3.7), los términos $J_n(m)$ se corresponden con las funciones de Bessel de primera especie y orden n que dependen de la amplitud normalizada m de la señal de entrada. El

parámetro m es conocido como índice de modulación y depende de voltaje V_π característico de cada modulador. Para la modulación en amplitud, el parámetro φ_{DC} se relaciona con el voltaje continuo V_{DC} que polariza al modulador, donde:

$$m = \frac{V_o}{V_\pi} \qquad \varphi_{DC} = \pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} \tag{3.8}$$

Finalmente, el parámetro θ_{RF} es una constante de fase. Sin pérdida de generalidad, en las expresiones (3.6) y (3.7) no se han considerado las pérdidas de inserción del modulador por simplicidad.

De esta manera, la conversión E/O se consigue mediante la modulación externa de una fuente óptica $e_s(t)$, definida en el dominio de la frecuencia óptica por $E_s(\omega)$ como indica la expresión (3.3). Se utiliza la modulación externa para conseguir un ancho de banda de modulación mayor que con el de una modulación interna [1], permitiendo el empleo de señales eléctricas de mayor frecuencia como señal moduladora. El campo óptico a la salida del modulador viene dado por:

$$e_{IN}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} V_o \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s_m \cdot E_s(\omega) e^{j(\omega+m\Omega)t} \cdot d\omega \right\} \tag{3.9}$$

Como muestra la ecuación (3.9), el proceso de conversión E/O de la señal de RF de entrada $V_{RF}^{IN}(t)$ en el campo óptico de entrada al POS $e_{IN}(t)$ es un proceso no lineal. La linealidad sólo está garantizada en la relación entre los campos ópticos de entrada y salida del POS, cuya función de transferencia óptica es $H_{POS}(\omega)$. Considerando cada una de las componentes ópticas frecuenciales $\omega+m\Omega$ del integrando de la ecuación (3.9), el campo óptico de salida $e_{OUT}(t)$ del POS puede definirse como:

$$e_{OUT}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} V_o \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s_m E_s(\omega) \cdot H_{POS}(\omega + m\Omega) e^{j(\omega+m\Omega)t} \cdot d\omega \right\} \tag{3.10}$$

Finalmente, la señal óptica de salida del POS se detecta mediante un receptor óptico en el que se genera una fotocorriente $I_{RF}^{OUT}(t)$. La siguiente ecuación define la relación no lineal entre la señal eléctrica de salida del receptor óptico $V_{RF}^{OUT}(t)$ y el campo óptico a la salida del POS debido a que el proceso de conversión O/E es también un proceso no lineal:

$$I_{RF}^{OUT}(t) = \Re\left\langle \left|e_{OUT}(t)\right|^2 \right\rangle \longleftrightarrow V_{RF}^{OUT}(t) = I_{RF}^{OUT} \cdot Z_L \tag{3.11}$$

donde el símbolo $\langle\ \rangle$ representa la operación promedio sobre las distintas realizaciones del proceso $e_{OUT}(t)$. De este modo, es posible la obtención de la señal eléctrica $V_{RF}^{OUT}(t)$ a partir de la fotocorriente $I_{RF}^{OUT}(t)$ a través de la responsividad del detector $\Re$ y la impedancia de carga Z_L asociada al mismo.

La operación promedio $\langle\ \rangle$ implica la interferencia entre distintas componentes frecuenciales que pueden generar batidos de frecuencias adicionales. Las fuentes ópticas que se consideran en este trabajo pueden describirse mediante un proceso estocástico estacionario de forma que la contribución entre distintas frecuencias ópticas se anula en promedio en la expresión anterior [2]. Esta consideración sobre la fuente óptica, se representa matemáticamente del siguiente modo:

$$\left\langle E_S(\omega) \cdot E_S^*(\omega') \right\rangle = S(\omega) \cdot \delta(\omega - \omega') \tag{3.12}$$

donde $S(\omega) = |E_s(\omega)|^2$ se corresponde con la densidad espectral de potencia de la fuente de entrada.

Como se ha visto en las ecuaciones (3.9) y (3.11), los procesos de conversión E/O y O/E son no lineales. Por tanto, no se puede esperar a priori una relación lineal entre las señales eléctricas de entrada y salida del filtro fotónico. Sin embargo, cuando el sistema funciona en determinadas condiciones de operación de bajo índice de modulación puede darse dicha linealidad de forma aproximada. Este régimen de pequeña señal es interesante por su aplicabilidad en ciertos escenarios.

Introduciendo la ecuación (3.10) en (3.11), la señal eléctrica de salida puede expresarse como:

$$V_{RF}^{OUT}(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} V_k^{RF}(\Omega) \cdot e^{-jk\Omega t} + c.c. \tag{3.13}$$

donde el término $V_k^{RF}(\Omega)$ se corresponde con la amplitud compleja para cada armónico de orden k. En la ecuación (3.14), se muestra la respuesta eléctrica para cada término $V_k^{RF}(\Omega)$ de orden k, la cual describe la distorsión armónica de la señal de RF de entrada $V_{RF}^{IN}(t)$ definida en (3.5):

$$V_k^{RF}(\Omega) = \\ = \frac{\Re Z_L}{\pi} V_o \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m s_{m-k}^* \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \left| E_s(\omega) \right|^2 \cdot H_{POS}(\omega + m\Omega) H_{POS}^*(\omega + (m-k)\Omega) \cdot d\omega \right\} \quad (3.14)$$

donde se ha considerado que las fases asociadas a cada frecuencia óptica ω no guardan correlación entre sí de acuerdo a la condición (3.12).

A partir de la expresión 3.14, podemos observar de nuevo la falta de linealidad en el sistema. Considerando simplemente la etapa de detección sin el POS, es decir, $H_{POS} = 1$, se obtiene que cada término $V_k^{RF}(\Omega)$ viene definido por:

$$V_k^{RF}(\Omega) = \frac{\Re Z_L}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| E_s(\omega) \right|^2 d\omega \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m s_{m-k}^* \quad (3.15)$$

De la expresión anterior se observa, en primer lugar, que cada componente es proporcional a la potencia de la fuente óptica a través de la integral del campo óptico. Y, en segundo lugar, que el voltaje de salida es proporcional al batido entre las distintas componentes frecuenciales de la etapa de modulación.

3.2.1 Particularización para filtros fotónicos basados en líneas de retardo

En este apartado, se ha realizado un estudio de un sistema generador basado en un filtro fotónico específico a partir de la ecuación (3.14). En este caso, se ha obtenido la función de transferencia eléctrica del filtro fotónico equivalente empleando como POS un conjunto de líneas de retardo ópticas implementadas con secciones de fibra de longitud L, como se puede ver en el diagrama de la fig. 3.3.

El retardo τ_n de cada una de las líneas del POS se define a como:

$$\tau_n = n \cdot \tau = n \cdot \frac{n_0 L}{c} \quad (3.16)$$

donde n_0 es el índice efectivo del elemento de retardo, L la longitud de cada sección y c la velocidad de la luz en el vacío. Cada rama sufre un retardo $n \cdot \tau$ ($n = 1 \ldots N$), de manera que el retardo diferencia entre ramas adyacentes es τ.

La función de transferencia óptica del POS empleando líneas de retardo se puede expresar como:

$$H_{POS}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_n \sqrt{a_n} \cdot e^{j\omega\tau_n} \tag{3.17}$$

donde a_n representa la atenuación que se introduce en cada uno de los brazos del POS.

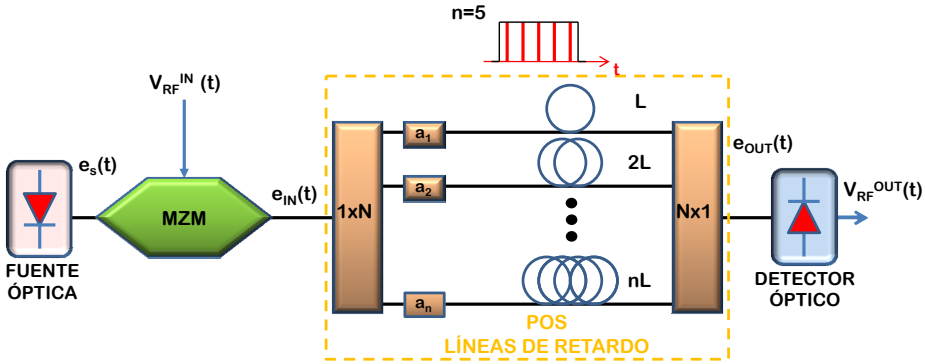

Figura 3.3 Diagrama de bloques de un generador basado en un MWPF que emplea líneas de retardo como POS.

Introduciendo la ecuación anterior (3.17) en la expresión general de la respuesta del sistema $V_k^{RF}(\Omega)$ definida en la ecuación (3.14), se puede obtener la expresión de la respuesta en frecuencia de cada armónico para este caso particular. Separando esta expresión resultante en dos términos, por una parte los valores que cumplen la condición n = n' y por otra los valores que cumplen n ≠ n', la ecuación de $V_k^{RF}(\Omega)$ puede escribirse como:

$$V_k^{RF}(\Omega) = \frac{\Re P_o \cdot Z_L}{\pi N V_o} \cdot \left\{ \sum_m s_m s_{m-k}^* \cdot \sum_n a_n \cdot e^{jn\Omega(k\tau)} + \sum_n \sum_{n' \neq n} R(n-n') \cdot \sqrt{a_n}\sqrt{a_{n'}} \cdot e^{jn'\Omega(k\tau)} \sum_m s_m s_{m-k}^* e^{j(n-n')m\Omega\tau} \right\} \tag{3.18}$$

donde el término R(n - n') se define como:

$$R(n-n') = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \left|E_s(\omega)\right|^2 \cdot e^{j(n-n')\omega\tau} \cdot d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} \left|E_s(\omega)\right|^2 \cdot d\omega} \tag{3.19}$$

Para realizar un análisis sencillo, se va a emplear una fuente óptica cuya densidad espectral de potencia tiene una forma Lorentziana:

$$S(\omega) = \frac{P_o \cdot \delta\omega_o}{(\omega - \omega_o)^2 + (\delta\omega_o / 2)^2} \tag{3.20}$$

En este caso, el término R(n - n') queda del siguiente modo:

$$R(n - n') = e^{-(n-n')\cdot\frac{\delta\omega_o \cdot \tau}{2}} \tag{3.21}$$

Este término da cuenta de la coherencia de la fuente óptica utilizada con respecto a los retardos introducidos en el POS. En la fig. 3.4, se ha representado el término R(n - n') en función de la relación de la anchura de la fuente y del FSR del filtro fotónico para el caso más restrictivo en que n - n' = 1.

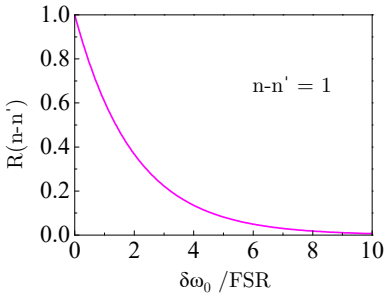

Figura 3.4 Representación gráfica del término R(n - n') para el caso n - n' = 1.

A partir de la fig. 3.4, se puede concluir que para anchuras de la fuente óptica que satisfagan la condición $\delta\omega_0 >> FSR$, el término R(n - n') puede ser despreciable, es decir, el filtro fotónico trabaja bajo un régimen de operación incoherente. De esta manera, la respuesta eléctrica del sistema para el caso de emplear un POS formado por líneas de retardo y para una fuente óptica cualquiera de entrada queda definido como:

$$V_k^{RF}(\Omega) = \frac{\Re P_o \cdot Z_L}{\pi N} \cdot V_k^{RF}(\omega_o;\Omega) \cdot H_o^{RF}(k\Omega) \tag{3.22a}$$

donde los términos $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$ y $H_0^{RF}(k\Omega)$ se pueden expresar como:

$$V_k^{RF}(\omega_o;\Omega) = \sum_m s_m s_{m-k}^* \tag{3.22b}$$

$$H_o^{RF}(k\Omega) = \frac{\sum_n a_n \cdot e^{jn\Omega(k\tau)}}{\sum_n a_n} \tag{3.22c}$$

En primer lugar, la ecuación obtenida (3.22a) muestra un conjunto de parámetros que determinan la eficiencia en la detección a través de la responsividad $\Re$ y la impedancia Z_L del detector, así como la potencia óptica de la fuente P_o y la amplitud V_0 de la señal de RF de entrada. Independientemente del tipo de fuente óptica que se escoja, se obtiene la misma respuesta que sólo va a depender de la potencia óptica total P_o de la fuente. La única condición que se exige sobre la fuente óptica es que el ancho de la misma debe ser siempre mayor que el FSR para que el filtro pueda operar bajo el régimen incoherente.

El término $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$ de la ecuación (3.22a) se refiere a la distorsión armónica detectada debida al modulador, como se observa en la ecuación (3.22b) a través de las amplitudes s_m. El último término definido por $H_0^{RF}(k\Omega)$ constituye la contribución que definimos como función de transferencia del filtro de microondas que depende de la amplitud y el retardo introducido en cada uno de los tramos del POS, tal y como puede observarse en la ecuación (3.22c).

Con el objetivo de analizar el impacto de los términos no lineales en el sistema, se ha evaluado el término $H_0^{RF}(k\Omega)$ para un MWPF determinado. Como ejemplo teórico, en la fig. 3.5 se ha representado la función de transferencia asociada al término $H_0^{RF}(k\Omega)$ para k = 1, k = 2 y k = 3, correspondiente con la frecuencia fundamental Ω, el segundo y tercer armónico, respectivamente. Se ha considerado un filtro compuesto por N=5 muestras ópticas dadas por un conjunto de 5 líneas de retardo determinadas por el retardo diferencial τ y con un perfil uniforme para las amplitudes de forma que $a_n = 1$ para cada muestra n.

En la fig. 3.5(a), se observa que la respuesta en frecuencia del filtro del ejemplo teórico es resultado de la función de transferencia general con una estructura periódica definida por el FSR. De la expresión (3.22c), se puede extraer que la primera resonancia del filtro viene dada por la inversa del retardo elemental τ (FSR = 1/ τ). Además, se ha representado en las figs. 3.5(b) y 3.5(c) la función de transferencia eléctrica normalizada para el

segundo (2Ω) y tercer armónico (3Ω), respectivamente, en función de la relación entre la frecuencia del tono fundamental f ($\Omega = 2\pi f$) y el FSR. Nótese que los armónicos también sufren un filtrado dado por un factor de escala que se corresponde con el orden k del armónico considerado.

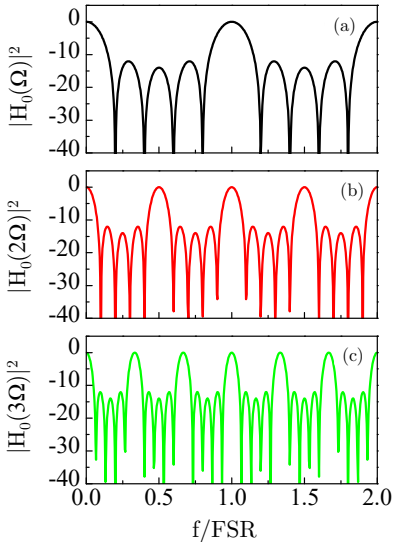

Figura 3.5 Función de transferencia del MWPF empleando como POS líneas de retardo ópticas para (a) el tono fundamental k = 1, (b) el segundo armónico k = 2 y (c) el tercer armónico k = 3.

A partir de la expresión (3.22c), se puede obtener la respuesta impulso temporal para el caso de las líneas de retardo:

$$h_o^{RF}(t) = \frac{\sum_n a_n \cdot \delta(t - n\tau)}{\sum_n a_n} \tag{3.23}$$

3.2.2 Particularización para filtros fotónicos basados en elementos dispersivos

En este apartado, se ha obtenido la respuesta del sistema generador analizando la función de transferencia eléctrica de un MWPF que emplea un elemento dispersivo como POS. La fig. 3.6 muestra el esquema del sistema correspondiente.

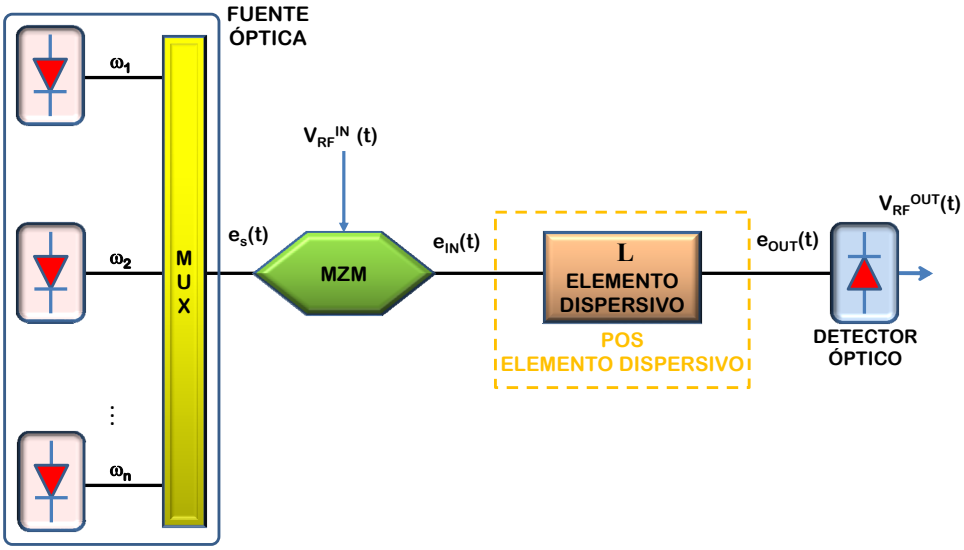

Figura 3.6 Diagrama de bloques de un sistema generador basado en un MWPF empleando como POS un elemento dispersivo.

En este caso, la función de transferencia óptica de un elemento dispersivo viene dada por:

$$H_{POS}(\omega) = H_o \cdot e^{j\varphi(\omega)} \tag{3.24}$$

siendo el primer término H_0 el módulo de la función de transferencia óptica del elemento dispersivo que tiene en cuenta las pérdidas ópticas del mismo. El segundo término $\varphi(\omega)$ se corresponde con la fase acumulada para cada frecuencia óptica en el elemento dispersivo, representada como la expansión por polinomios de Taylor:

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \varphi_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2!}\varphi_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{3!}\varphi_3(\omega - \omega_0)^3 \tag{3.25}$$

donde φ_0 es un desfase constante, φ_1 es el retardo de grupo, φ_2 es la dispersión de primer orden y φ_3 la dispersión de segundo orden, respecto a la frecuencia óptica ω_0.

En primer lugar, se considera el caso de un elemento dispersivo en el que la dispersión de segundo orden no es relevante, es decir, $\varphi_3 = 0$. Introduciendo la ecuación (3.24) en la ecuación (3.14) y comparando con la ecuación (3.13), se puede obtener la respuesta del sistema $V_k^{RF}(\Omega)$. Cada armónico de orden k tiene en cuenta un POS formado por un elemento

dispersivo y una fuente óptica con una distribución espectral de potencia arbitraria S(ω):

$$V_k^{RF}(\Omega) = \frac{\Re P_o \cdot Z_L}{\pi V_o} \cdot V_k^{RF}\left(\omega_o;\Omega\right) \cdot H_o^{RF}\left(k\Omega\right) \tag{3.26a}$$

donde:

$$V_k^{RF}\left(\omega_o;\Omega\right) = e^{j\varphi_1(k\Omega)} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m s_{m-k}^{*} e^{j\varphi_2(m\cdot k)\Omega^2} \tag{3.26b}$$

$$H_o^{RF}\left(k\Omega\right) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \left|E_S\left(\omega\right)\right|^2 \cdot e^{-j\varphi_2(\omega-\omega_o)(k\Omega)} \cdot d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} \left|E_S\left(\omega\right)\right|^2 \cdot d\omega} \tag{3.26c}$$

En este caso, el primer término de la ecuación (3.26a) tiene en cuenta la eficiencia de las conversiones E/O y O/E como en el caso anterior. El segundo término $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$, definido por (3.26b), corresponde con la respuesta eléctrica del armónico de orden k cuando se utiliza una fuente óptica monocromática centrada en la frecuencia óptica ω_0. Nótese que el último término $H_0^{RF}(k\Omega)$ es cercano a la unidad en este caso.

En la ecuación (3.26b), se identifica inicialmente un retardo asociado a la propagación de la señal óptica por la fibra. En segundo lugar, se observa un sumatorio que depende del tipo de modulación a través de los coeficientes s_m y la dispersión φ_2. Este efecto está directamente relacionado con el efecto de supresión de portadora (*Carrier Suppression Effect*, CSE) que aparece en la propagación de cualquier señal óptica a través de un elemento dispersivo. De hecho, si se considera la modulación de amplitud de pequeña señal:

$$s(t) = 1 + s_1 \cdot \cos\left(\Omega t\right) \tag{3.27}$$

Se puede obtener que la ecuación (3.26b) para la frecuencia fundamental k = 1 se corresponde con el CSE:

$$V_1^{RF}\left(\omega_o;\Omega\right) = s_1 \cdot \cos\left(\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2\right) \tag{3.28}$$

En la fig. 3.7, se ha representado el CSE para el caso del tono fundamental (k = 1) según la ecuación (3.28). Se puede observar la sucesión

de nulos en la respuesta en frecuencia que corresponden con valores de frecuencia en los que el argumento de la ecuación (3.28) es múltiplo impar de $\pi/2$.

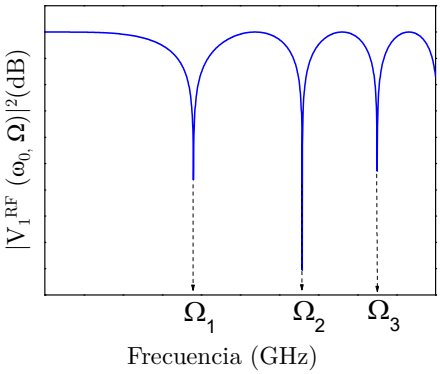

Figura 3.7 CSE convencional.

El efecto CSE no se manifiesta cuando se cumple la condición $|\varphi_2|\ \Omega_0^2 << 1$, es decir, operando a frecuencias bajas o con una dispersión reducida. El parámetro Ω_0 se corresponde con el ancho de banda característico del modulador. De esta manera, la expresión (3.26b) llega a ser comparable al caso de considerar retardos discretos con la expresión (3.22b). En cualquier caso, si se trabaja en régimen de pequeña señal es posible asumir que no se generan no linealidades derivadas de los procesos de conversión E/O y O/E, garantizando cierta linealidad en la expresión (3.14).

Por último, el tercer término de la ecuación (3.26a) se corresponde con la función de transferencia $H_0^{RF}(k\Omega)$ y viene definido por (3.26c). Este último término es determinante para el análisis de la respuesta en frecuencia ya que está relacionado con los efectos de filtrado del filtro fotónico, que dependen de la fuente óptica y del POS a través de la potencia de dicha fuente y de la dispersión, respectivamente.

Con el objetivo de analizar el impacto de los términos no lineales en las prestaciones del sistema, se ha evaluado el término $H_0^{RF}(k\Omega)$ para un MWPF determinado, de la misma manera que se ha realizado en el apartado anterior. En este caso, se va a considerar un filtro como el de la fig. 3.6 compuesto por un conjunto de 5 láseres con un perfil Gaussiano. En concreto, se considera una fuente óptica cuyo campo óptico se corresponde con un conjunto de fuentes ópticas equiespaciadas definidas como:

$$e_s^n(t) = e^{-j\omega_o t} \cdot \sum_{n=1}^{N} \sqrt{P_n} \cdot e^{-jn\Delta\omega t} \cdot e^{j\psi_n(t)} \tag{3.29}$$

La variable n se refiere a cada una de las fuentes ópticas y la separación entre cada una de ellas puede expresarse a través del parámetro $\Delta\omega$. Cada componente de frecuencia tiene asociada una fase $\Psi(t)$ que muestra la falta de correlación entre cada fuente láser de acuerdo a la condición (3.12). Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación de la función de transferencia del filtro fotónico (3.26c), se obtiene la expresión del filtro para cada armónico:

$$H_o^{RF}(k\Omega) = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n \cdot e^{jn(k\Omega)\tau}}{\sum_{n=1}^{N} P_n} \tag{3.30}$$

siendo $\tau = \varphi_2 \cdot \Delta\omega$, que representa el retardo diferencial entre muestras adyacentes. Se puede comprobar que la expresión (3.30) es equivalente a la expresión (3.22c) donde la atenuación a_n realizada en cada retardo óptico se corresponde con la potencia óptica de cada fuente óptica P_n. En la fig. 3.8 se representa la respuesta en frecuencia del filtro del ejemplo teórico para el tono fundamental (Ω) (fig. 3.8(a)), para el segundo armónico (2Ω) (fig. 3.8(b)) y para el tercer armónico (3Ω) (fig. 3.8(c)) en función de la frecuencia del tono fundamental normalizada con el FSR. En este caso, la distribución de potencias se corresponde con la siguiente expresión:

$$P_n = P_o \cdot e^{-\left(\frac{n}{2}\right)^2} \tag{3.31}$$

En primer lugar, en la fig. 3.8 se observa que la función de transferencia tiene una estructura periódica definida por el FSR, de la misma forma que aparecía en la fig. 3.5, debido al tipo de fuente discreta que se ha utilizado. Por tanto, se ha obtenido un resultado similar como se deriva de las ecuaciones (3.22c) y (3.26c) en el que los armónicos sufren un filtrado definido por un factor dado por el orden k del armónico considerado. Por otra parte, comparando las figs. 3.5 y 3.8, se puede observar que los lóbulos secundarios se reducen en amplitud, aumentando el ancho de banda de las resonancias fundamentales. Esto es debido a que en este último caso se ha

utilizado un perfil Gaussiano en la fuente óptica y la respuesta del filtro consecuentemente se apodiza.

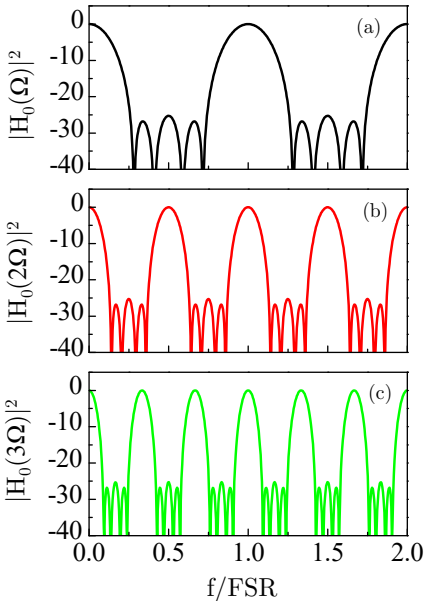

Figura 3.8 Función de transferencia teórica de un MWPF empleando como POS un elemento dispersivo y para una fuente óptica con perfil Gaussiano para (a) el tono fundamental k = 1, (b) el segundo armónico k = 2 y (c) el tercer armónico k = 3.

Como se ha mencionado anteriormente, la expresión de la función de transferencia que se ha obtenido en (3.26) no tiene en cuenta los efectos de la dispersión de segundo orden. Sin embargo, resulta de interés su análisis principalmente por dos motivos. Por un lado, la mayoría de elementos dispersivos tienen una componente residual de dispersión de segundo orden que podría generar cierta degradación en la función de transferencia. Por otro lado, la consideración de la dispersión de segundo orden podría generar nuevas posibilidades al introducir un *chirp* controlado en la respuesta en fase del sistema. Por tanto, considerando la expresión (3.25) incluyendo la dispersión de segundo orden φ_3, podemos encontrar que la respuesta del sistema tiene una estructura similar a la ecuación (3.26), de la forma:

$$V_k^{RF}(\Omega) = \frac{\Re P_o \cdot Z_L}{\pi V_o} \cdot V_k^{RF}\left(\omega_o;\Omega\right) \cdot H_o^{RF}\left(k\Omega\right) \tag{3.32a}$$

donde:

$$V_k^{RF}\left(\omega_o;\Omega\right)=e^{j\varphi_1(k\Omega)}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}s_m s_{m-k}^{*}e^{j\varphi_2(m\cdot k)\Omega^2} \tag{3.32b}$$

$$H_o^{RF}\left(k\Omega\right)=\frac{\int_{-\infty}^{+\infty}\left|E_S\left(\omega\right)\right|^2\cdot e^{-j\left[\varphi_2\left(\omega-\omega_o\right)+\frac{1}{2}\varphi_3\left(\omega-\omega_o\right)^2\right](k\Omega)}\cdot d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty}\left|E_S\left(\omega\right)\right|^2\cdot d\omega} \tag{3.32c}$$

Comparando (3.26) y (3.32), se observa que la diferencia principal entre ambas configuraciones radica en el factor de fase de la integral de la función de transferencia normalizada (3.32c). La dispersión de segundo orden φ_3 rompe con la relación de transformada de Fourier entre la frecuencia de RF Ω y la frecuencia óptica ω, como aparece en la expresión (3.26c). Para la obtención de la expresión (3.32), se ha considerado la siguiente condición:

$$\frac{\varphi_3\Omega}{\varphi_2}\ll 1 \tag{3.33}$$

La condición anterior atiende al caso en que los efectos que dominan en el ancho de banda de modulación de la señal de RF son predominantemente debidos a la dispersión de primer orden φ_2. De esta forma, los efectos de la dispersión de segundo orden φ_3 se manifiestan sobre el ancho de banda de la fuente óptica. Además, si la condición $\varphi_2\,\Omega^2 << 1$ se impone sobre el sistema como se ha comentado anteriormente, la expresión (3.33) se satisface directamente debido a los valores característicos de los elementos dispersivos disponibles.

En este punto, resulta interesante considerar la respuesta impulso-temporal de la función de transferencia para un análisis más completo. Concretamente, la respuesta impulsiva correspondiente a la ecuación (3.32c) es:

$$h_o^{RF}(t)=\frac{I_o}{2\pi}\frac{S(\omega)}{\left|\varphi_2+\varphi_3\omega\right|}\Bigg|_{\omega=\omega_m} \tag{3.34}$$

donde el factor $\omega_m(t)$ viene dado por la relación frecuencia-tiempo:

$$\omega_m\left(t\right)=-\frac{\varphi_2}{\varphi_3}\left(1-\sqrt{1+2\frac{\varphi_3 t}{\varphi_2^2}}\right) \tag{3.35}$$

3.3 Estudio experimental

En este apartado, se han realizado diferentes medidas experimentales para la caracterización de la respuesta en frecuencia de sistemas basados en MWPF. El objetivo es validar el desarrollo teórico realizado en el anterior apartado mediante la caracterización de la función de transferencia de distintos filtros fotónicos equivalentes en régimen de pequeña y gran señal. Estas medidas han permitido evaluar experimentalmente las no linealidades causadas por los procesos de conversión E/O y O/E de este tipo de sistemas y considerar la distorsión armónica en el estudio de los MWPF y en la implementación de sistemas de generación basados en los mismos. A continuación, se describen cada uno de los montajes experimentales y se presentan las medidas realizadas.

3.3.1 Medida de respuesta en frecuencia

La fig. 3.9 muestra el esquema del montaje experimental realizado para la medida de la respuesta en frecuencia eléctrica de dos MWPF. Los filtros implementados se basan en el muestreo de una fuente óptica ancha con distintos perfiles de distribución de potencia y la utilización de un enlace de fibra óptica como POS cuya dispersión de segundo orden es despreciable. Como se muestra en la fig. 3.9, los dos filtros fotónicos se diferencian por el tipo de fuente óptica utilizada.

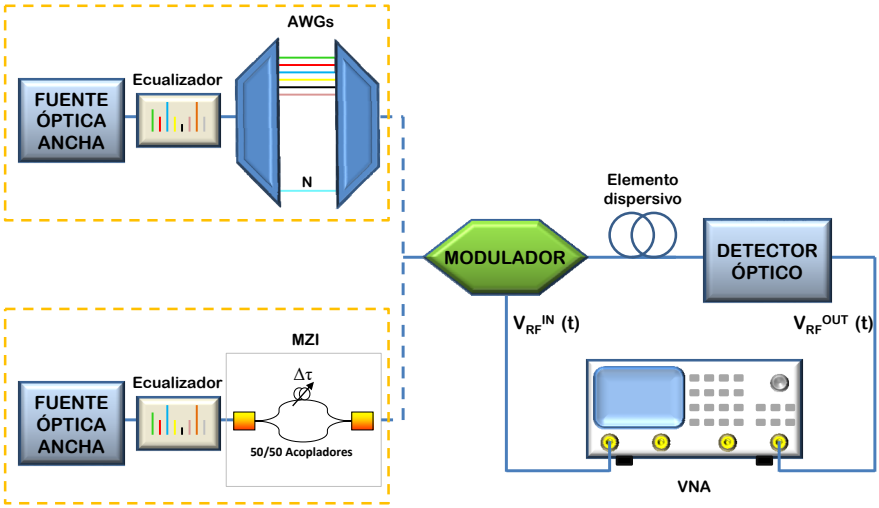

Figura 3.9 Esquema del montaje experimental realizado para la medida de la respuesta en frecuencia de dos MWPF.

La fuente óptica 1 está formada por una fuente óptica incoherente ASE cuya distribución espectral de potencia se controla con un atenuador variable en frecuencia o ecualizador y por una estructura de dos AWGs dispuestos en cascada. Los AWGs filtran la señal óptica generando una serie de muestras ópticas discretas equiespaciadas [3]. La fuente óptica 2 utiliza una fuente ASE cuya distribución espectral de potencia es controlada por un atenuador variable en frecuencia, combinada con una estructura interferométrica *Mach-Zehnder* (*Mach–Zehnder Interferometer*, MZI) que permite realizar un filtrado de la señal óptica obteniendo muestras continuas [4].

La fig. 3.10(a) muestra el espectro óptico formado por 7 muestras discretas con perfil uniforme generado por la fuente óptica 1 que va a definir el comportamiento del filtro correspondiente. La fig. 3.10(b) muestra el espectro óptico continuo con perfil Gaussiano generado por la fuente óptica 2 que va a definir el comportamiento del filtro MZI. En ambos casos, las muestras ópticas están equiespaciadas espectralmente con una separación en longitud de onda de unos 2.4 nm.

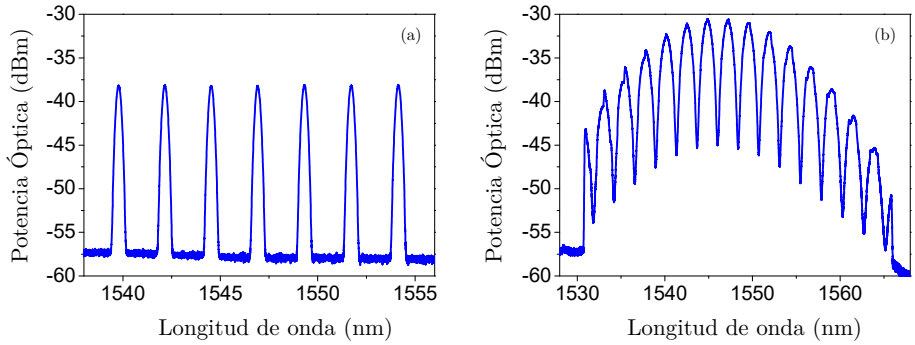

Figura 3.10 Espectro óptico generado por (a) la fuente óptica 1 con perfil uniforme y (b) por la fuente óptica 2 con un perfil Gaussiano.

Siguiendo con el esquema de la fig. 3.9, la señal óptica de salida de una fuente óptica dada se modula en amplitud por un modulador electro-óptico externo con un ancho de banda de 35 GHz. La señal eléctrica moduladora de frecuencia $\Omega = 2\pi f$ es generada por un analizador de red vectorial (*Vector Network Analyzer*, VNA). La señal óptica modulada se propaga por un elemento dispersivo consistente en un enlace de fibra óptica de 5.4 km con $\beta_2 = 22$ ps^2/km, en torno a 1550 nm ($\varphi_2 = 118.8$ ps^2). Finalmente, la señal óptica procesada se detecta en un fotodetector de 50 GHz de ancho de

banda para medir la función de transferencia eléctrica del filtro fotónico mediante el VNA.

Con el fin de comparar las no linealidades de ambos filtros fotónicos, se ha tomado como referencia en el diseño de los filtros que la resonancia correspondiente al primer armónico para ambas respuestas en frecuencia esté centrada en 4.56 GHz. Para ello, la periodicidad espectral de ambas fuentes ópticas es de 2.4 nm como se muestra en la fig. 3.10 y la longitud del enlace de fibra óptica es de 5.4 km.

La fig. 3.11 muestra la potencia de RF fotodetectada para el tono fundamental y para el segundo y tercer armónico cuando se utiliza la fuente óptica 1 en régimen de pequeña señal (columna izquierda) y gran señal (columna derecha). En la respuesta en frecuencia para pequeña señal se ha ajustado la potencia eléctrica de la señal eléctrica moduladora generada por el VNA a 0 dBm y para gran señal se ha ajustado la potencia a 20 dBm.

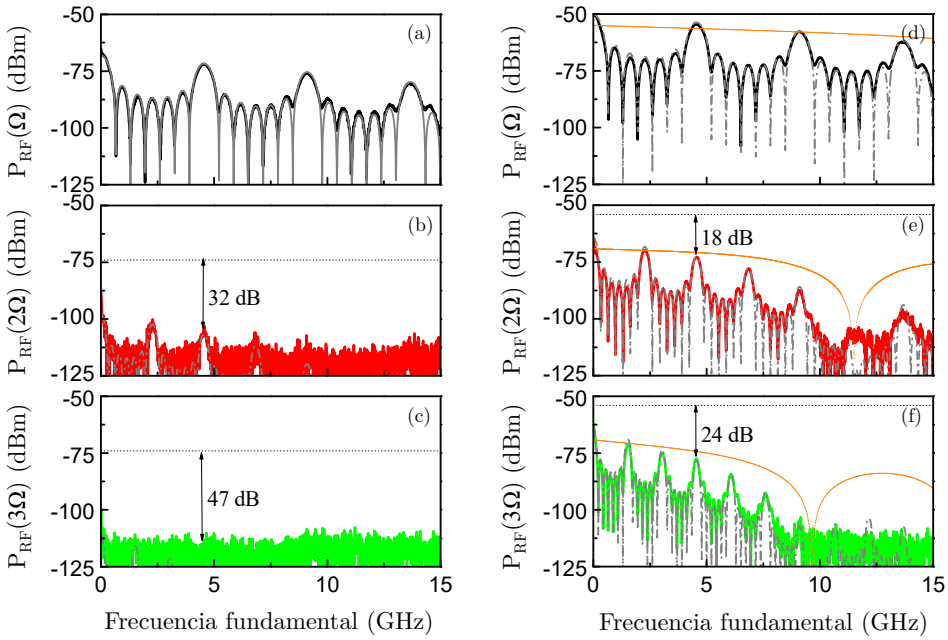

Figura 3.11 Potencia de RF fotodetectada para (a) el tono fundamental $P_{RF}(\Omega)$, (b) el segundo armónico $P_{RF}(2\Omega)$ y (c) el tercer armónico $P_{RF}(3\Omega)$ cuando se utiliza el filtro de la fuente óptica 1 con AWGs en pequeña señal (columna izquierda) y (d), (e) y (f) en gran señal (columna derecha), respectivamente. Resultados experimentales (línea continua) y teóricos (línea díscontinua). CSE añadido con línea punteada.

Comparando las figs. 3.11(a) y 3.11(d), se puede observar que las funciones de transferencia correspondientes al tono fundamental para el caso de pequeña señal (izquierda) y gran señal (derecha) son muy similares. Si se considera la primera resonancia como subportadora eléctrica (f = 4.56 GHz), el nivel de señal que se obtiene para el caso de trabajar en régimen de pequeña señal es de -73 dBm mientras que para gran señal es de -54 dBm. Esta diferencia se atribuye a los 20 dB de diferencia en la potencia eléctrica de entrada que alimenta el modulador para ambos casos. Se puede observar que la respuesta en amplitud tiene una estructura periódica definida por la frecuencia de diseño. Además, la respuesta en frecuencia va decreciendo debido fundamentalmente al CSE ya que tanto el modulador como el fotodiodo utilizado en el experimento tienen un ancho de banda superior a los 30 GHz. En la misma figura, se ha incluido la simulación correspondiente, observándose un ajuste excelente entre los resultados experimentales y la predicción teórica. Para el caso de las figs. 3.11(b) y 3.11(c) se puede observar que las respuestas en amplitud correspondientes al segundo y tercer armónico muestran de nuevo una estructura periódica debido a la función de escalado que presenta la función de transferencia, tal y como se ha analizado en el apartado teórico. Se puede observar que existe una clara diferencia entre el caso de pequeña señal y gran señal (figs. 3.11(e) y 3.11(f)), puesto que el nivel de potencia del segundo armónico con respecto al tono fundamental pasa de 32 a 18 dB mientras que para el tercer armónico pasa de 47 a 24 dB. De esta manera, se aprecia claramente como al aumentar la potencia de la señal eléctrica de RF aparecen las no linealidades en los procesos de conversión E/O y O/E aumentando el nivel de los armónicos. De nuevo, se han añadido las curvas teóricas en líneas a trazos obteniendo un buen ajuste con los resultados experimentales.

Por otro lado, se puede observar como la respuesta en frecuencia decrece más rápido cuanto más alto es el armónico considerado. Este hecho está directamente relacionado con el término $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$ definido por (3.26b) y asociado a la respuesta del modulador a través de un elemento dispersivo. Para el caso del tono fundamental, este término se puede asociar con el CSE como se ha analizado a partir de la expresión 3.28. Así pues, la fig. 3.12 muestra una medida del CSE del esquema utilizado en función de la frecuencia del tono fundamental mediante la utilización de un láser centrado en 1550 nm para el caso del tono fundamental (Ω), el segundo armónico (2Ω) y el tercer armónico (3Ω).

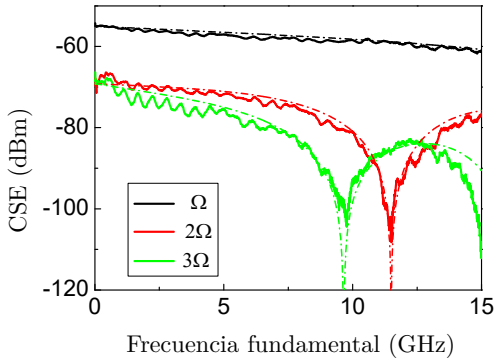

Figura 3.12 Medida experimental (líneas continuas) y simulación (líneas discontinuas) del CSE utilizando un láser como fuente óptica.

De acuerdo a los resultados mostrados en la fig. 3.11, la respuesta en amplitud del término $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$ decrece con la frecuencia al aumentar el orden del armónico considerado. Para el caso del tono fundamental, el primer nulo se sitúa en 26 GHz aproximadamente por lo que en el rango considerado sólo puede observarse la caída inicial del CSE. Sin embargo, para el caso del segundo y tercer armónico la respuesta en amplitud tiene un nulo en 23 y 28.8 GHz, respectivamente, como se predice en la simulación teórica representada en línea discontinua en la misma figura.

La fig. 3.13 muestra la potencia de RF fotodetectada para el tono fundamental $P_{RF}(\Omega)$, para el segundo armónico $P_{RF}(2\Omega)$ y para el tercer armónico $P_{RF}(3\Omega)$ cuando se utiliza la fuente óptica 2 con la estructura interferométrica en régimen de pequeña (columna izquierda) y gran señal (columna derecha). En este caso, se puede observar que la función de transferencia eléctrica tiene una única banda de paso centrada en la frecuencia de resonancia del tono fundamental diseñada en 4.56 GHz. Esta propiedad se debe al perfil sinusoidal de la fuente óptica como refleja la expresión (3.26c) [4]. De nuevo, las respuestas en frecuencia del tono fundamental para pequeña y gran señal son análogas a excepción del nivel de potencia de 20 dB. También, esta característica paso-banda del filtro fotónico se traslada a las funciones de transferencia correspondientes al segundo y tercer armónico como se puede observar en las figs. 3.13(b) y 3.13(c). Por tanto, como se ha demostrado en el estudio teórico, en ambos filtros la función de transferencia eléctrica de cada armónico se escala de acuerdo a su correspondiente orden k. Como puede observarse, la respuesta

eléctrica se atenúa debido al batido de los términos armónicos a lo largo de la fibra, circunstancia que se considera en el término $V_k^{RF}(\omega_0;\Omega)$.

Comparando las características de ambos filtros fotónicos implementados atendiendo a las distintas fuentes ópticas utilizadas, se puede concluir que el segundo filtro fotónico con MZI tiene un comportamiento más selectivo que el filtro fotónico con AWGs correspondiente a la fig. 3.11, siendo la contribución de la distorsión armónica diferente. De hecho, este último filtro fotónico presentado reduce considerablemente y de forma intrínseca la contribución de la distorsión armónica respecto al tono fundamental. En este caso, el nivel de potencia del segundo y tercer armónico respecto a la potencia eléctrica del tono fundamental es de unos 40 y 50 dB para el caso de pequeña y gran señal, respectivamente. Como se puede observar, este valor experimental está limitado por el nivel de ruido del VNA. De hecho, las simulaciones mostradas en línea discontinua en la fig. 3.13 muestran que el filtro es muy selectivo y que la función de transferencia correspondiente se sitúa por debajo del nivel de ruido.

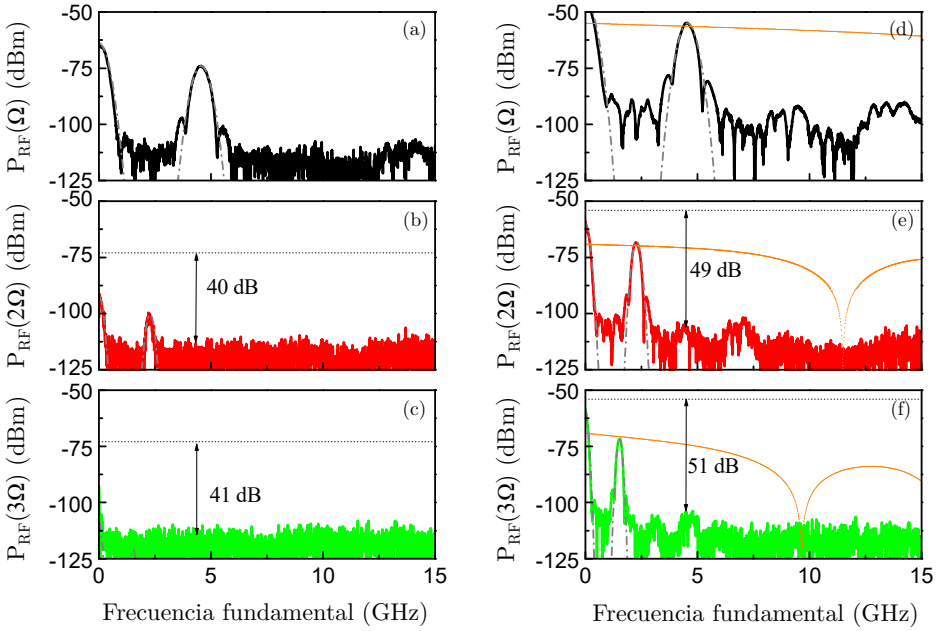

Figura 3.13 Potencia de RF fotodetectada para (a) el tono fundamental, (b) el segundo armónico y (c) el tercer armónico cuando se utiliza el filtro de la fuente óptica 2 con MZI en pequeña señal (columna izquierda) y gran señal (columna derecha). Resultados experimentales (línea continua) y teóricos (línea discontinua). CSE añadido con línea punteada.

3.3.2 Medida de distorsión armónica

Para analizar el impacto de la distorsión no lineal en los sistemas fotónicos implementados basados en MWPF, se ha evaluado la potencia eléctrica fotodetectada mediante el montaje experimental de la fig. 3.14. En este caso, se ha sustituido el VNA por un generador eléctrico de RF que permite seleccionar tanto la frecuencia de la subportadora eléctrica como la potencia de RF de entrada al modulador. Concretamente, se ha generado un tono centrado en la frecuencia de resonancia del tono fundamental de ambos filtros (4.56 GHz) realizando barridos en potencia en un rango de -72 dBm hasta 20 dBm. Finalmente, la señal de RF se detecta mediante un analizador de espectros eléctrico donde se puede medir la potencia de pico de potencia del tono fundamental y del segundo y tercer armónico de la señal de RF aplicada al modulador electro-óptico.

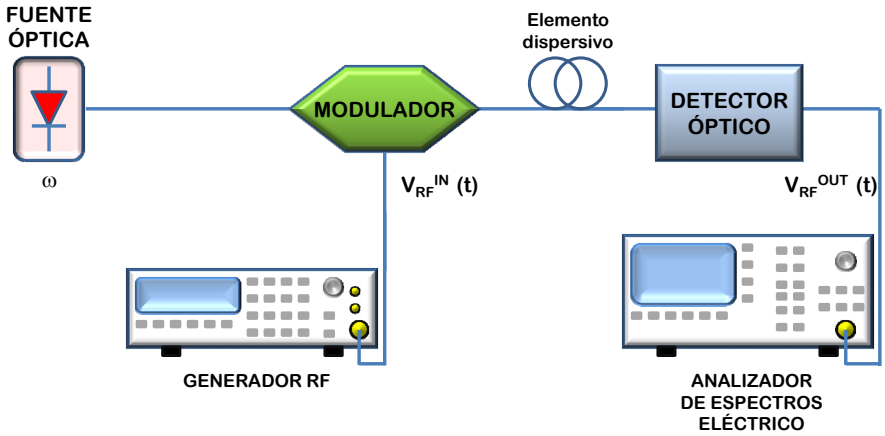

Figura 3.14 Esquema experimental para la medida de la distorsión armónica de MWPF.

Previamente al análisis de los sistemas basados en los filtros fotónicos propuestos en el apartado anterior, resulta interesante analizar el comportamiento no lineal de este tipo de estructuras electro-ópticas. Así pues, en la fig. 3.15(a) se muestra la potencia de RF detectada cuando se utiliza un láser centrado en 1550 nm sin el enlace de fibra óptica, es decir, con un elemento dispersivo cuya dispersión $\varphi_2 = \beta_2 L$ es nula y, en la fig. 3.15(b), cuando se utiliza un enlace de fibra de 5.43 km como elemento dispersivo.

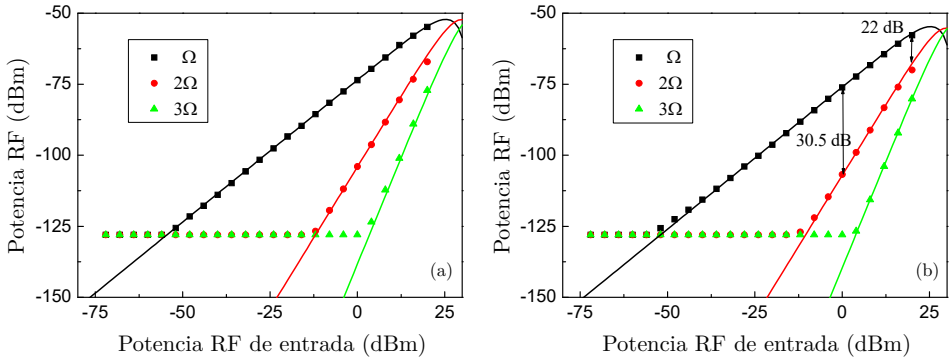

Figura 3.15 Potencia RF obtenida experimental (puntos) y teóricamente (líneas) para el tono fundamental (■), del segundo (●) y del tercer armónico (▲) en función de la potencia de RF de entrada al modulador utilizando un láser como fuente óptica (a) sin elemento dispersivo y (b) con un enlace de fibra óptica como POS.

Para el caso de la fig. 3.15(a), las medidas experimentales obtenidas (puntos) muestran íntegramente el efecto de las no linealidades de los procesos de conversión E/O y O/E asociadas al modulador y al fotodetector, respectivamente. Se puede observar que cada armónico mantiene una relación prácticamente lineal entre la potencia de RF de entrada y detectada en unidades logarítmicas pero con una pendiente distinta dada por el orden k del armónico considerado. En el segundo caso donde se inserta el enlace de fibra óptica que se correspondería con el caso de la propagación de un láser en un enlace de fibra convencional, la fig. 3.15(b) muestra un comportamiento similar al visto en la fig. 3.15(a) con una pequeña variación en las amplitudes relativas de los armónicos debida al CSE como se ha mostrado en la fig. 3.12.

En una primera aproximación, a partir de la expresión (3.26b) se puede comprobar que las simulaciones teóricas (líneas) en la fig. 3.15 dan lugar a una dependencia proporcional al orden del armónico para los índices de modulación considerados. Por tanto, a medida que aumenta la señal de RF de entrada al modulador, el nivel de potencia de los armónicos también aumenta pero reduciéndose la diferencia de potencia respecto al tono fundamental. Esta característica propia de este tipo de sistemas es la que justifica la utilización del régimen de pequeña señal para minimizar, tanto los efectos de la distorsión armónica simplemente reduciendo la potencia de la señal eléctrica de entrada al modulador, como el impacto del CSE que puede aumentar la distorsión al modificar la potencia de los armónicos en función de la frecuencia eléctrica utilizada.

Una vez analizada la distorsión armónica originada por los procesos de conversión presentes en cualquier estructura fotónica y el impacto de la dispersión en este tipo de filtros, en la fig. 3.16 se muestran los resultados experimentales (puntos) y teóricos (líneas) para los dos filtros fotónicos implementados en la sección anterior.

En la fig. 3.16(a) se ha representado la medida experimental (puntos) de cada armónico en función de la potencia eléctrica de entrada para la frecuencia de 4.56 GHz correspondiente a la primera resonancia de la función de transferencia del filtro fotónico con AWGs analizado en la fig. 3.11. Se observa un comportamiento muy similar al de la fig. 3.15(b) correspondiente a la utilización de un láser. Los resultados teóricos (líneas) para cada armónico corroboran que este comportamiento es debido a la estructura periódica de la función de transferencia. Por tanto, este tipo de filtro fotónico no modifica la distorsión armónica procedente en su mayor medida de la conversión E/O y O/E.

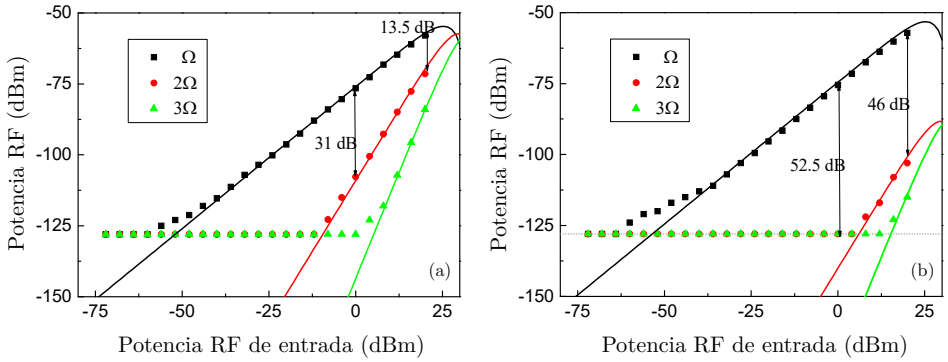

Figura 3.16 Potencia RF obtenida experimental (puntos) y teóricamente (líneas) para el tono fundamental (■), el segundo (●) y el tercer armónico (▲) en función de la potencia de RF de entrada al modulador utilizando (a) la cascada de AWGs y (b) la estructura interferométrica MZI como fuente óptica.

Por otro lado, en la fig. 3.16(b) se muestran los resultados experimentales de la distorsión armónica para el caso del filtro fotónico con la estructura MZI como fuente óptica. En primer lugar, podemos observar una diferencia clara con respecto al caso del filtro fotónico anterior. En este caso, el nivel de potencia detectado a la frecuencia del tono fundamental sigue una variación similar a los casos anteriores puesto que la frecuencia de la subportadora es de 4.56 GHz, que de nuevo se corresponde con la resonancia de la función de transferencia de la fig. 3.13. Sin embargo, se observa una fuerte reducción de los niveles de potencia correspondientes al segundo y

tercer armónico asociado al efecto paso-banda de este filtro fotónico. De hecho, para una potencia eléctrica de entrada de 0 dBm pasamos de un SFDR de unos 31 a 52 dB al considerar la fuente óptica 1 ó 2, respectivamente, mientras que para una potencia de 20 dBm pasamos de un SFDR de unos 13 a 46 dB. En todos los casos, el nivel de señal de ruido promedio se sitúa ligeramente por encima de -130 dBm.

Atendiendo a los resultados obtenidos, el estudio experimental pone de manifiesto la importancia de considerar la distorsión armónica en el diseño de sistemas de generación de señales basados en este tipo de estructuras de filtrado fotónico de microondas.

Publicaciones del capítulo

Los objetivos de este capítulo han sido reconocidos por la comunidad científica en las siguientes publicaciones internacionales:

1. **M. Rius**, J. Mora, M. Bolea, and J. Capmany, "Harmonic distortion in microwave photonic filters," **Optics Express**, 20, 8871-8876 (2012)
2. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Analysis of harmonic distortion involved in microwave photonic filters," 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, Singapore, 2011, pp. 29-32.

Referencias

[1] M. Bass *et all*, "Handbook of optics Volume II: Devices, Measurements, and Properties," McGraw-Hill, 1995.

[2] D. Marcuse, "Pulse distortion in single-mode fibers," Applied Optics, vol. 19, no. 10, pp. 1653-1660, (1981).

[3] J. Capmany, J. Mora, B. Ortega, and D. Pastor, "Microwave photonic filters using low-cost sources featuring tunability, reconfigurability and negative coefficient", Optics Espress, vol. 13, pp. 1412-1417, March 2005.

[4] J. Mora, B. Ortega, A. Diez, J. L. Cruz, M. V. Andres, J. Capmany, and D. Pastor, "Photonic microwave tunable single-bandpass filter based on a Mach–Zehnder interferometer", Journal of Lightwave Technology, vol, 24, no. 7, pp 2500-2509, July 2006.

4

Sistemas fotónicos de generación de señales arbitrarias de microondas

En este capítulo, se presentan distintos sistemas basados en MWPF configurados para la generación de señales arbitrarias de microondas. A partir del estudio teórico de la función de transferencia general de sistemas basados en MWPF desarrollada en el capítulo 3, se ha obtenido para cada sistema propuesto la función de transferencia o la respuesta impulso-temporal particulares, según el caso. Además, se han realizado simulaciones numéricas obteniendo la respuesta teórica de cada sistema. Finalmente, se han presentado las medidas experimentales de las formas de onda arbitrarias generadas en cada estructura. De esta manera, por una parte, se ha demostrado la capacidad de generación de señales arbitrarias de microondas de los esquemas experimentales propuestos y, por otra parte, se ha validado el desarrollo teórico realizado en el capítulo anterior por la buena correspondencia entre los resultados teóricos obtenidos y las medidas experimentales realizadas. Los sistemas fotónicos presentados se han dividido en función de la aplicación de la señal generada con cada uno de ellos. De este modo, se han distinguido entre sistemas de generación de señales para la tecnología UWB, tanto IR-UWB como MB-UWB, y sistemas de generación de pulsos con *chirp* para aplicaciones como radar, tomografía de imágenes médicas o sistemas de medida y sensado.

4.1 Sistemas de generación de señales UWB

En la literatura, existen multitud de propuestas para la generación de señales asociadas a la tecnología UWB. Existen técnicas basadas en las no linealidades de los SOA [1-4]. También, podemos encontrar sistemas basados en conversión de modulación PM-IM mediante discriminadores ópticos de frecuencia implementados por filtros ópticos [5, 6] o por moduladores de micro-anillos sobre Silico [7]. Por otra parte, se han desarrollado sistemas basados en MWPF con varias fuentes láser y elementos dispersivos [8] y sistemas basados en la suma del campo óptico incoherente resultado del aprovechamiento del efecto no lineal de modulación cruzada de ganancia (*Cross-Gain Modulation*, XGM) entre dos láseres [9]. Así mismo, en la literatura no sólo se encuentran propuestas para la generación de señales IR-UWB sino también, adicionalmente, se realizan estudios experimentales de la capacidad de transmisión en el espacio libre de la señal de RF generada como en [9, 10].

En los siguientes subapartados, se presentan sistemas basados en MWPF configurados para la generación de señales UWB [11-13], que es la tecnología de transmisión inalámbrica presentada en el capítulo 2. Para cada sistema propuesto, se ha presentado el esquema experimental utilizado y se ha explicado el principio de funcionamiento. Así mismo, se ha obtenido la expresión de la respuesta particular de cada sistema a partir de la expresión general desarrollada en el capítulo 3. Posteriormente, se han realizado simulaciones de la respuesta teórica y, finalmente, se han presentado los resultados de las medidas experimentales realizadas con cada uno de ellos, generando señales IR-UWB o MB-UWB, según el caso.

4.1.1 Sistema con amplificadores ópticos de semiconductor y procesado mediante líneas de retardo para generación de señales IR-UWB

La utilización de los SOA en sistemas fotónicos de generación de señales UWB ya ha sido probada en la literatura [1-4]. Las ventajas de bajo consumo, alta velocidad y flexibilidad de estos dispositivos junto con el aprovechamiento de sus diferentes efectos no lineales, han permitido su uso en multitud de publicaciones. En este sentido, se han propuesto sistemas

basados en el aprovechamiento de las no linealidades del mezclado de cuatro onda (*Four-Wave-Mixing*, FWM) [1], XGM [2] y modulación cruzada de fase (*Cross-Phase Modulation*, XPM) [3, 4].

El sistema de generación de señales UWB presentado en este punto se basa en la combinación de un pulso óptico positivo y negativo generados mediante el empleo de una estructura interferométrica MZI con dos SOAs, haciendo uso del efecto no lineal XPM de estos dispositivos. El control de la amplitud y el retardo de los pulsos positivo y negativo se realiza mediante un POS formado por líneas de retardo variable (*Variable Delay Lines*, VDL), permitiendo configurar la forma de onda generada a la salida del sistema.

En la fig. 4.1, se muestra el esquema experimental del generador de señales IR-UWB propuesto, basado en un MWPF de dos coeficientes positivo y negativo cuyo POS está formado por SOAs y VDLs [14]. Los dos SOAs de InGaAsP se sitúan cada uno en un brazo del MZI, formando la estructura SOA-MZI caracterizada en [15]. Tanto la XGM como la XPM son efectos no lineales presentes en esta estructura, sin embargo, el factor de mejora de ancho de línea α es suficientemente grande para que la XGM sea despreciable [15, 16].

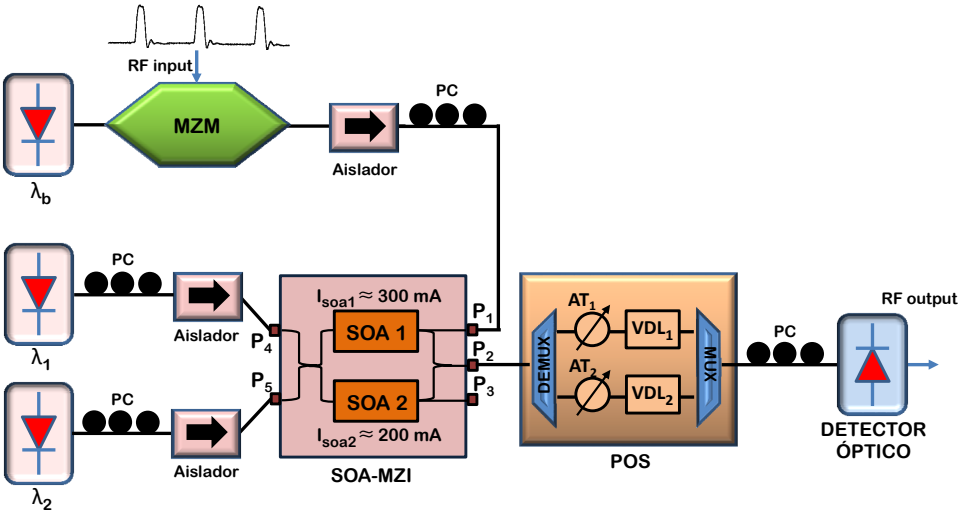

Figura 4.1 Esquema experimental del sistema de generación de señales IR-UWB compuesto por una estructura SOA-MZI y un POS formado por líneas de retardo.

La estructura SOA-MZI está alimentada por tres láseres: dos láseres de entrada centrados en $\lambda_1 = 1550.12$ nm y $\lambda_2 = 1552.52$ nm se conectan a los

puertos 4 y 5 del SOA-MZI, respectivamente, y un tercer láser de bombeo centrado en λ_b = 1535.04 nm se modula en amplitud mediante un modulador MZM y se conecta al puerto 1. En la fig. 4.1, se muestra la configuración de los distintos puertos de entrada y salida de la estructura interferométrica. Así mismo, se utilizan controladores de polarización (*Polarization Controllers*, PC) para maximizar la eficiencia de modulación y de conversión en el MZM y el SOA, respectivamente, así como aisladores ópticos para su protección. La señal eléctrica que alimenta el MZM para la modulación del láser de bombeo es un pulso de RF generado por un generador de pulsos eléctricos. El generador de pulsos eléctricos se configura con una tasa de bit de 12.5 Gbps, con un patrón de un "1" y sesenta y tres "0", de tal manera que la tasa de repetición es de alrededor de 195 MHz y la anchura del pulso de 80 ps. El pulso eléctrico de entrada al modulador y la correspondiente señal óptica pulsada de salida del modulador se muestran en las figs. 4.2(a) y 4.2(b), respectivamente. Como se muestra en la fig. 4.2(b), el pulso óptico generado, utilizado como bombeo de la estructura SOA-MZI, tiene polaridad negativa debido a que el MZM se polariza en la zona de pendiente negativa con una tensión de bias de 3.7 V. La polaridad negativa del pulso óptico de bombeo es necesaria para conseguir una potencia óptica media suficiente para la saturación del SOA. La disposición en contra-propagación del láser de bombeo permite que no sean necesarios filtros adicionales para rechazar la contribución de la señal de bombeo λ_b en el puerto 2 de salida de la estructura SOA-MZI.

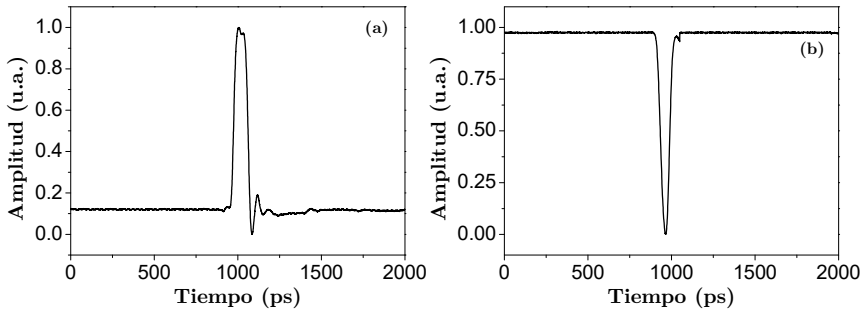

Figura 4.2 (a) Pulso eléctrico de entrada al modulador y (b) señal óptica pulsada de salida del modulador.

La potencia óptica de los láseres de entrada y de bombeo, así como las corrientes de alimentación de los SOA determinan el régimen de funcionamiento de la estructura SOA-MZI [15]. La potencia del láser de bombeo se ha fijado en 13 dBm. La corriente de alimentación del SOA1 está

relacionada con la velocidad de conversión de la señal continua de entrada y se ha fijado en $I_{SOA1} = 300$ mA. A través de la corriente de alimentación del SOA2 se selecciona un punto de operación de la estructura con una eficiencia de conversión determinada. En este caso, se ha seleccionado una corriente $I_{SOA2} \approx 200$ mA, que se corresponde con una eficiencia de conversión tal que la fase relativa entre las señales ópticas de entrada de los puertos 4 y 5 es de π radianes en el puerto 2 de salida. De esta manera, es posible obtener una muestra óptica positiva o negativa de la señal de entrada dependiendo de si el puerto de entrada es el 4 o 5, respectivamente. Por ejemplo, la fig. 4.3(a) muestra el pulso positivo obtenido a la salida del puerto 2 de la estructura SOA-MZI cuando se activa el láser λ_1 del puerto 4 con una potencia de 5.29 dBm. El espectro correspondiente al pulso generado se muestra en la fig. 4.3(b). Si por el contrario, se decide generar un pulso negativo, el resultado se correspondería con la fig. 4.3(c) que muestra el pulso generado cuando se activa el láser λ_2 conectado al puerto 5 con una potencia de 4.44 dBm. El espectro correspondiente se muestra en la fig. 4.3(d).

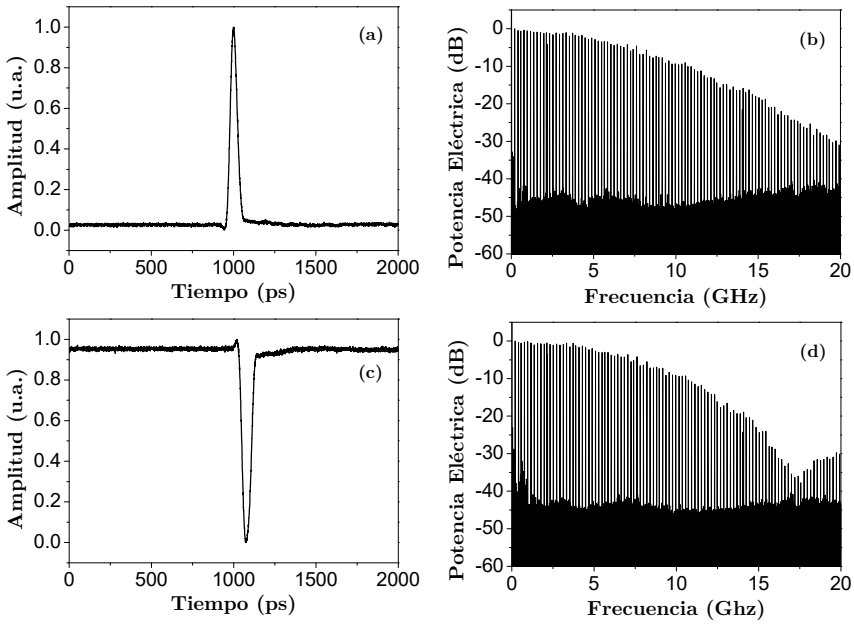

Figura 4.3 Pulsos obtenidos a la salida de la estructura SOA-MZI (puerto 2) cuando se activa (a) el láser de entrada en el puerto 4 y (c) el puerto 5. El espectro eléctrico correspondiente de cada uno de ellos se muestra en (b) y (d), respectivamente.

El MWPF se ha completado mediante un POS conectado a la salida del SOA-MZI. A la entrada del POS, un demultiplexor separa en dos caminos ópticos las dos longitudes de onda de entrada (λ_1 y λ_2) que pueden venir del SOA-MZI. En cada uno de los caminos, se sitúan un atenuador variable seguido de una VDL que permiten un control independiente de la potencia y del retardo óptico de ambas longitudes de onda, respectivamente. Finalmente, un multiplexor une ambos caminos ópticos de nuevo y la señal óptica de salida tras pasar por un PC se fotodetecta mediante un detector óptico. De este modo, el sistema completo se corresponde con un MWPF de dos coeficientes de signos positivo y negativo.

A partir de la función de transferencia general (3.22c) desarrollada en el capítulo anterior, válida para filtros fotónicos formados por líneas de retardo, se ha obtenido la función de transferencia particular de este filtro fotónico para la frecuencia fundamental Ω. Mediante esta expresión, se ha evaluado teóricamente la respuesta del esquema de generación de señales IR-UWB propuesto. La expresión obtenida de la función de transferencia particular del sistema es:

$$H_o^{RF}(\Omega) = \frac{a_1 \cdot e^{-j\Omega\cdot\tau} - a_2 \cdot e^{-j\Omega\cdot 2\tau}}{a_1 + a_2} \tag{4.1}$$

donde los coeficientes a_1 y a_2 se corresponden con la amplitud de cada uno de los coeficientes del filtro y vienen determinados por la atenuación introducida en AT_1 y AT_2, respectivamente. El parámetro τ se corresponde con la diferencia de retardo introducida entre VDL_1 y VDL_2. El signo negativo del segundo coeficiente del filtro fotónico, se debe a la diferencia de fase de π radianes entre ambos coeficientes, la cual viene generada por la estructura SOA-MZI.

La capacidad del sistema para la generación de señales IR-UWB se ha demostrado experimentalmente mediante la generación de un monociclo. En la fig. 4.4(a), se muestran los pulsos positivo y negativo generados tras activar los dos láseres de entrada λ_1 y λ_2 cuando las VDLs no introducen ningún retardo adicional entre los coeficientes del filtro fotónico. La atenuación de AT_1 y AT_2 se ha ajustado para que ambos pulsos tengan la misma amplitud. El espectro de los pulsos generados se muestra en la fig. 4.4(b) junto con la función de transferencia teórica del sistema, obtenida mediante simulaciones numéricas a partir de la expresión (4.1). Como se puede observar, el espectro de los pulsos generados viene determinado por la

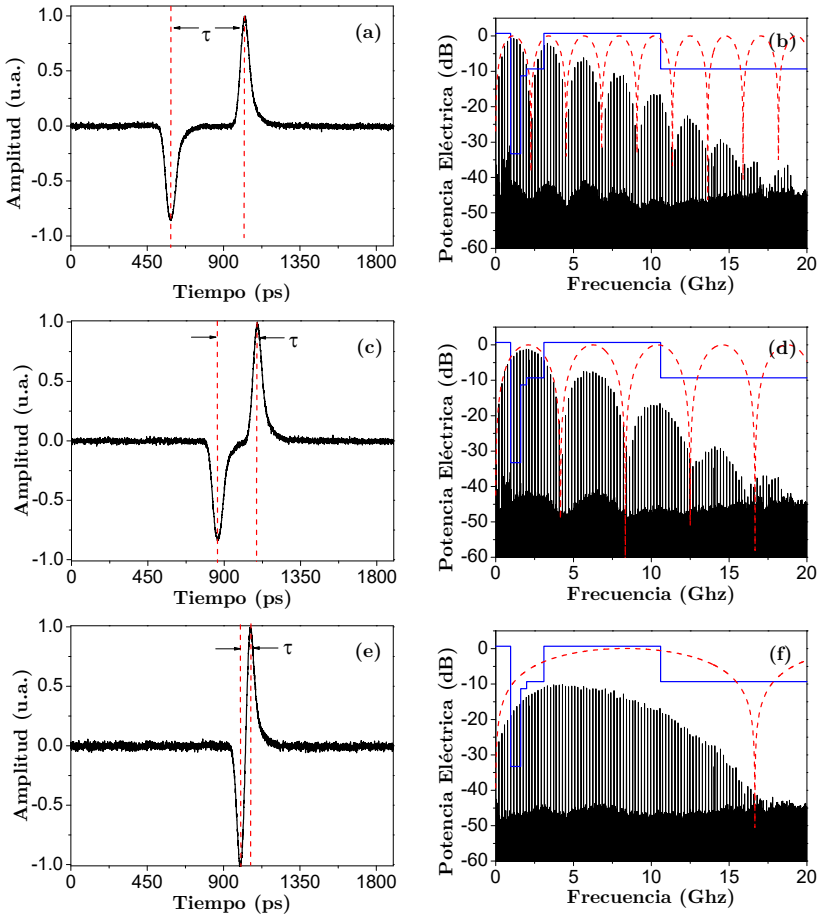

Figura 4.4 (a) Pulsos generados a la salida del sistema cuando las VDL no introducen retardos adicionales entre ellos, (b) espectro eléctrico correspondiente (línea negra) y función de transferencia teórica (línea discontinua roja), (c) pulsos generados tras ajustar un $\tau = 240$ ps mediante las VDLs, (d) espectro eléctrico correspondiente (línea negra) y función de transferencia teórica (línea discontinua roja), (e) monociclo generado tras ajustar un $\tau = 60$ ps mediante las VDLs y (f) espectro eléctrico correspondiente al monociclo generado (línea negra) y función de transferencia teórica (línea discontinua roja). En las figs. (b), (d) y (f) se ha incluido la máscara FCC (línea azul).

función de transferencia teórica del sistema, mostrando un gran grado de concordancia entre el resultado teórico y el espectro medido experimentalmente. La caída de potencia con la frecuencia en el espectro medido se debe a que el generador de pulsos eléctricos tiene un ancho de banda de algo más de una decena de GHz, puesto que la tasa máxima de bits que puede generar son 12.5 Gbps. Además, también se tienen que tener en cuenta las caídas de la respuesta en frecuencia del MZM y del

fotodetector. Por otra parte, el FSR del filtro fotónico determina la periodicidad de las resonancias del espectro medido y, en este caso, el retardo τ entre los dos pulsos generados ha sido de 440 ps aproximadamente, correspondiéndose con un FSR cercano a 2.2 GHz. Además, en la fig. 4.4(b) se ha incluido la máscara espectral definida por la FCC a la que deben ajustarse las señales UWB para comunicaciones inalámbricas *indoor* [17]. Como puede observarse, el espectro de la señal generada no cumple con los requerimientos espectrales de la máscara.

Para mejorar el ajuste del espectro de la forma de onda generada dentro de la máscara FCC, se ha hecho uso de las VDLs para controlar el retardo entre las muestras del filtro fotónico. De esta manera, se ha disminuido la separación entre los dos pulsos generados como se muestra en la fig. 4.4(c), obteniéndose un τ de 240 ps aproximadamente y ampliando el FSR hasta los 4.2 GHz. Sin embargo, la fig. 4.4(d) muestra que el espectro sigue sin presentar un buen ajuste con la máscara FCC. Finalmente, se han reconfigurado las VDLs para fijar un τ de 60 ps entre los pulsos positivo y negativo, situando el FSR cerca de los 16.7 GHz. En la fig. 4.4(e), se muestra la forma de onda generada que se corresponde con un monociclo IR-UWB, cuyo espectro se muestra en la fig. 4.4(f), obteniendo un mejor ajuste con la máscara FCC que en los anteriores casos y mostrando, de nuevo, una gran concordancia entre el espectro medido y la simulación teórica de la función de transferencia calculada a partir de la expresión (4.1). El monociclo, que se corresponde con la primera derivada de una función Gaussiana, es una de las formas de onda clásicas que se generan en los sistemas UWB.

Adicionalmente, se ha abordado la capacidad del sistema para ser adaptado a diferentes formatos de modulación para la transmisión de secuencias de datos. En concreto, se han transmitido tres tramas diferentes de datos con una modulación por amplitud de pulso (*Pulse Amplitude Modulation*, PAM), modificando la secuencia de bits con la que se modula el láser de bombeo. En las figs. 4.5(a), 4.5(c) y 4.5(e), se muestran las formas de onda generadas a la salida del sistema cuando se transmiten las secuencias de bits de todo “1”, alternando “1” y “0” y una secuencia aleatoria de bits, respectivamente. Los espectros correspondientes a las formas de onda generadas se muestran en las figs. 4.5(b), 4.5(d) y 4.5(f), respectivamente.

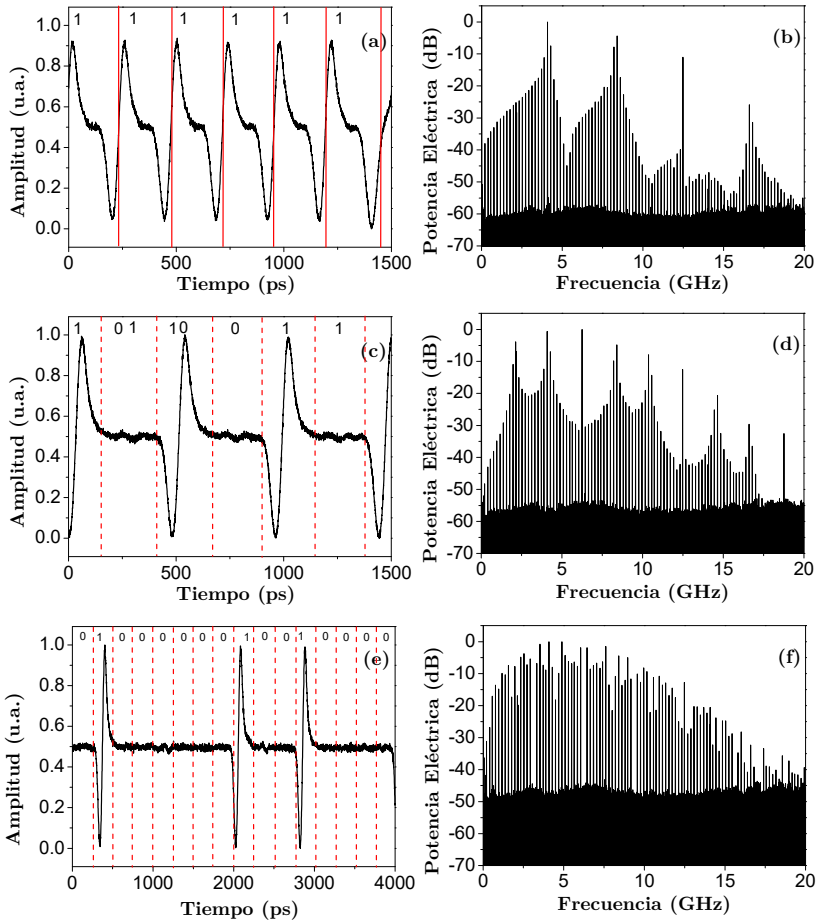

Figura 4.5 Formas de onda generadas para una secuencia de bits (a) todo “1”, (c) “1” y “0” alternados y (e) “1” y “0” aleatorios. Los espectros correspondientes se muestran en (b), (d) y (f), respectivamente.

Otra forma de implementar este tipo de modulación, podría haber sido mediante el control de la potencia de los coeficientes del filtro fotónico actuando sobre los atenuadores variables. Alternativamente, actuando sobre las VDLs para modificar la posición relativa de los pulsos en el dominio del tiempo, podría implementarse una modulación por posición de pulso (*Pulse Position Modulation*, PPM). Sin embargo, si se introduce un conmutador óptico en la entrada de la estructura SOA-MZI, sería posible implementar una modulación bifase (*Bi-Phase Modulation*, BPM).

Por último, cabe destacar que el esquema experimental propuesto posee otras características interesantes como la escalabilidad, ya que aumentando el número de fuentes láser y coeficientes del POS podrían obtenerse formas

de onda IR-UWB de orden superior como dobletes y tripletes [18]. Así mismo, el sistema posee una buena capacidad de integración y gracias al avance de la tecnología en los PIC [19] podría ser posible su implementación en un chip óptico.

4.1.2 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal para generación de señales IR-UWB

En este apartado, se presenta un sistema de generación de señales de microondas basado en un MWPF compuesto por una fuente óptica incoherente y un POS formado por un elemento dispersivo lineal, es decir, con una dispersión de segundo orden $\varphi_3 = 0$. En comparación con las arquitecturas existentes en la literatura [1-10], el sistema propuesto presenta diferentes ventajas. Por una parte, el hecho de utilizar una única fuente incoherente como fuente óptica, reduce el coste y simplifica el sistema al no requerir del uso de varias fuentes láser con sus respectivos controladores de polarización. Además, el esquema presentado no utiliza estructuras interferométricas, evitando las posibles inestabilidades derivadas de este tipo de estructuras. Por otra parte, la gran capacidad de reconfiguración del sistema permite tanto la generación de monociclos como de pulsos de orden superior UWB. Todo ello no requiere la adición de nuevos dispositivos ópticos o replicar estructuras del mismo. En este punto, cabe destacar que todas estas características suponen una mejora relevante de las prestaciones de este sistema respecto al presentado en el apartado anterior para ciertos escenarios completos.

En la fig. 4.6, se muestra el esquema experimental del generador de señales IR-UWB de orden superior propuesto, basado en un MWPF con un POS formado por un enlace de fibra SMF utilizado como elemento dispersivo lineal [20, 21].

La señal óptica de entrada al modulador se genera utilizando una fuente óptica incoherente compuesta por una fuente ASE y un selector óptico de canales (*Optical Channel Selector*, OCS). La fuente ASE tiene un ancho de banda óptico total de 80 nm. El OCS es un elemento que permite la reconfiguración de la distribución espectral de potencia de la fuente de entrada mediante un conjunto de canales de filtrado. El OCS está centrado en 1546.92 nm con 48 canales de 0.8 nm de amplitud espectral. La atenuación de cada canal puede controlarse independientemente hasta un

máximo de 20 dB, lo que permite definir diferentes distribuciones de potencia óptica de la señal de entrada, obteniendo las distintas muestras de la señal óptica. Como se verá posteriormente, dependiendo de la configuración definida en el OCS, el número y amplitud de los coeficientes del filtro fotónico será uno u otro, generando formas de onda diferentes. A continuación, la señal óptica resultante de la fuente óptica se introduce en un modulador MZM para ser modulada por un tren de pulsos generado por un generador de pulsos eléctricos. El generador de pulsos se configura con una tasa de bit de 12.5 Gbps, con un patrón de un "1" y sesenta y tres "0", exactamente igual que en el sistema anterior. El pulso eléctrico generado es el mismo que el mostrado en la fig. 4.2(a). La señal óptica modulada se propaga a través de un enlace SMF de longitud L = 5.43 km, utilizado como elemento dispersivo lineal para introducir el retardo entre las muestras de la señal óptica. El término lineal hace referencia a que sólo se considera la dispersión de primer orden $\varphi_2 = \beta_2 L$, con β_2 = -22 ps^2/km a 1550 nm, siendo despreciable la dispersión de segundo orden φ_3. Finalmente, tras el enlace de fibra se utiliza un detector óptico para obtener la forma de onda generada en el dominio eléctrico.

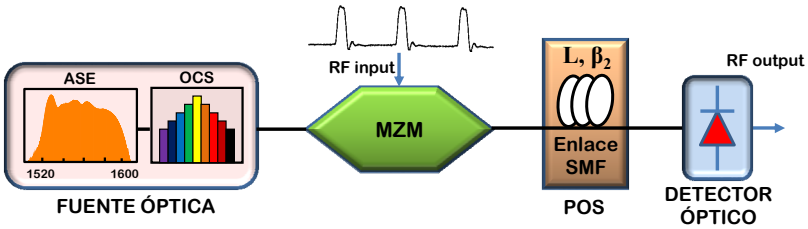

Figura 4.6 Esquema experimental del sistema de generación de señales IR-UWB de orden superior basado en un MWPF compuesto por una fuente óptica incoherente y un POS formado por un elemento dispersivo lineal.

A partir de la expresión (3.34), se puede encontrar la respuesta impulso-temporal del sistema para este caso, considerando un elemento dispersivo lineal, de forma que:

$$h_o^{RF}(t) = \frac{I_o}{2\pi|\varphi_2|} S(\omega)\Big|_{\omega=\omega_m} \quad \text{donde} \quad \omega_m(t) = -\frac{t}{\varphi_2} \tag{4.2}$$

En esta expresión, se puede observar como la respuesta temporal del sistema resulta ser una réplica de la fuente óptica de entrada S(ω) con un factor de relación frecuencia-tiempo $\omega_m(t)$.

La capacidad de generación de señales de microondas del esquema propuesto se ha analizado generando las formas clásicas de IR-UWB: un monociclo y un doblete. En primer lugar, el espectro de la fuente ASE se conforma mediante el OCS de acuerdo a la distribución espectral de potencia mostrada en la fig. 4.7(a). En este caso, la atenuación introducida por los canales de la OCS se ha ajustado para obtener una distribución de potencia uniforme a mitad de máximo de la potencia óptica disponible, en un ancho de banda de 38.4 nm. Sin embargo, el canal situado en 1546.92 nm ha sido mantenido con la máxima potencia y el situado en 1547.72 nm ha sido atenuado totalmente. Teniendo en cuenta que el perfil uniforme se corresponde con un nivel continuo, se pueden definir los niveles de amplitud equivalentes [1, -1] para describir el perfil de potencia de la fuente óptica. Estos niveles de amplitud se corresponden con los canales situados en 1546.92 y 1547.72 nm, respectivamente. Por tanto, a partir del nivel continuo asociado al perfil uniforme de la señal óptica se puede controlar la polaridad de los coeficientes, es decir, su amplitud positiva o negativa, mediante el ajuste de cada uno de los canales del OCS.

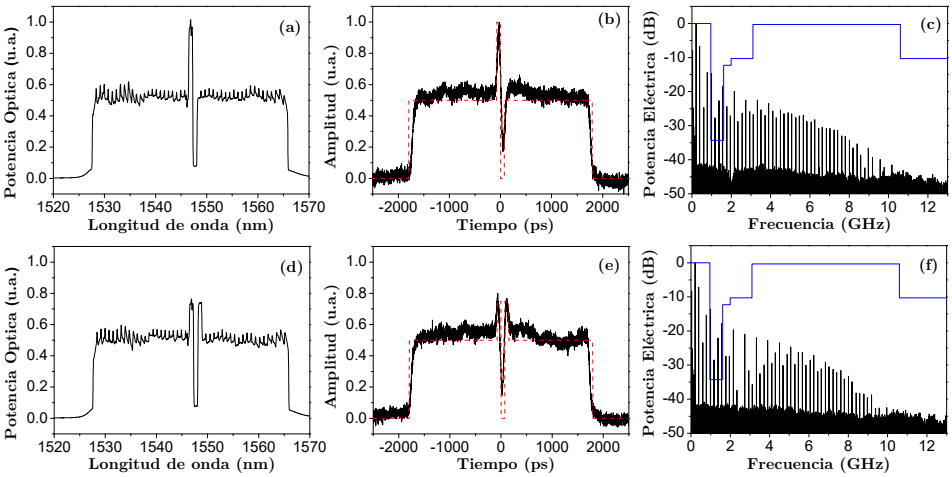

Figura 4.7 Densidad espectral de potencia de la fuente óptica con perfil uniforme, forma de onda generada y espectro eléctrico correspondiente (línea negra) para un monociclo (a), (b) y (c) y para un doblete (d), (e) y (f), respectivamente. En las figs. (b) y (e) se ha incluido la respuesta impulso-temporal teórica (línea discontinua roja) y en (c) y (f) se ha incluido la máscara FCC (línea azul).

En la fig. 4.7(b), se muestra la forma de onda generada que se corresponde con un monociclo IR-UWB y la respuesta impulsiva teórica obtenida mediante simulaciones numéricas a partir de la expresión (4.2),

observándose la concordancia entre ambas. Finalmente, en la fig. 4.7(c) se muestra el espectro eléctrico de la señal generada medido experimentalmente.

A continuación, se ha reconfigurado el OCS para la generación de un doblete fijando la distribución espectral de potencia de la fuente óptica mostrada en la fig. 4.7(d). La potencia de los dos canales positivos se ha ajustado para ser la mitad que la de un canal bloqueado, traduciéndose en las amplitudes equivalentes [0.5, -1, 0.5]. El doblete generado y su espectro se muestran en las figs. 4.7(e) y 4.7(f), respectivamente. De nuevo, se muestra una gran concordancia entre la forma de onda generada y la respuesta impulsiva teórica obtenida mediante simulaciones numéricas. Así mismo, en las figs. 4.7(c) y 4.7(f), se ha incluido la máscara espectral de la FCC, observándose un mal ajuste de los espectros del monociclo y doblete con la banda del GPS (0.96-1.61 GHz). Esto es debido, principalmente, a que las formas de onda generadas tienen una gran componente de continua debido al pedestal sobre el que se sitúan.

La flexibilidad del sistema para controlar la densidad espectral de potencia de la fuente mediante la reconfiguración del OCS, permite definir otros perfiles de fuente para una optimización de la reconfiguración de la respuesta eléctrica sobre la máscara FCC. De esta manera, es posible reducir la contribución en banda base de las formas de onda generadas y poder cumplir con los requerimientos espectrales en torno a las frecuencias de GPS. Concretamente, se han considerado nuevos perfiles Gaussianos para la fuente óptica, mostrados en las figs. 4.8(a) y 4.8(d). Las formas de onda y las respuestas impulso-temporales teóricas del monociclo y doblete generados se muestran en las figs. 4.8(b) y 4.8(e), cuyos espectros medidos se representan en las figs. 4.8(c) y 4.8(f), respectivamente. En este caso, como se observa en la fig. 4.8(c), se obtiene un mejor ajuste entre el espectro del monociclo generado y la máscara FCC, si se compara con el obtenido anteriormente en la fig. 4.7(c). En el caso del doblete generado, ahora se obtiene un cumplimiento perfecto de los requerimientos espectrales de la máscara FCC, como se puede observar en la fig. 4.8(f). Esta mejoría se debe a la reducción de la componente de continua en las formas de onda generadas por el uso del perfil Gaussiano seleccionado para la fuente óptica. De esta manera, no es necesario reducir la potencia de la señal generada para cumplir con los requerimientos espectrales de la máscara FCC, maximizándose el área de cobertura de la señal UWB generada.

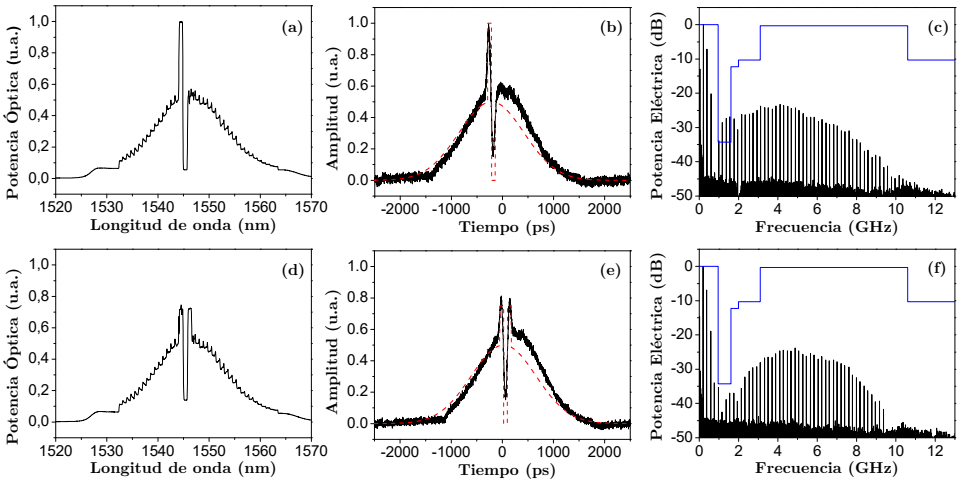

Figura 4.8 Densidad espectral de potencia de la fuente óptica con perfil Gaussiano, forma de onda generada junto con respuesta impulso-temporal teórica (línea discontinua roja) y espectro eléctrico correspondiente junto con máscara FCC (línea azul) para un monociclo (a), (b) y (c) y para un doblete (d), (e) y (f), respectivamente.

A continuación, se ha realizado una nueva propuesta que permite la eliminación de la contribución de la banda base de la señal generada mediante una reconfiguración de algunos parámetros del esquema bajo estudio de la fig. 4.6. En concreto, se han modificado la densidad espectral de potencia de la fuente óptica S(ω) mediante el ajuste del OCS y el patrón de bits del generador de señales eléctricas que modula a la fuente óptica. En este caso, la anchura de la fuente óptica se ha ajustado con un perfil uniforme de 28 nm de ancho de banda óptico y el patrón de bits seleccionado se ha configurado con un "1" y treinta y un "0" manteniendo la misma tasa de bits de 12.5 Gbps. De esta manera, la tasa de repetición del pulso ha aumentado hasta 390.65 MHz y la anchura del pulso de 80 ps se ha mantenido. Así mismo, reconfigurando el OCS, se han obtenido los perfiles de densidad espectral de potencia de la fuente óptica mostrados en las figs. 4.9(a), 4.9(d), 4.9(g) y 4.9(j), que se corresponden con unas amplitudes equivalentes para la generación de un monociclo de [1, -1], para la generación de un doblete [0.5, -1, 0.5], para la generación de un triplete [0.3, -1, 1, -0.3] y para la generación de un cuadrete [-0.1, 0.6, -1, 0.6, -0.1], respectivamente. Las formas de onda generadas correspondientes junto con las respuestas impulsivas teóricas se muestran en las figs. 4.9(b) monociclo, 4.9(e) doblete, 4.9(h) triplete y 4.9(k) cuadrete, manifestándose de nuevo la concordancia entre ambas y validando el desarrollo teórico realizado.

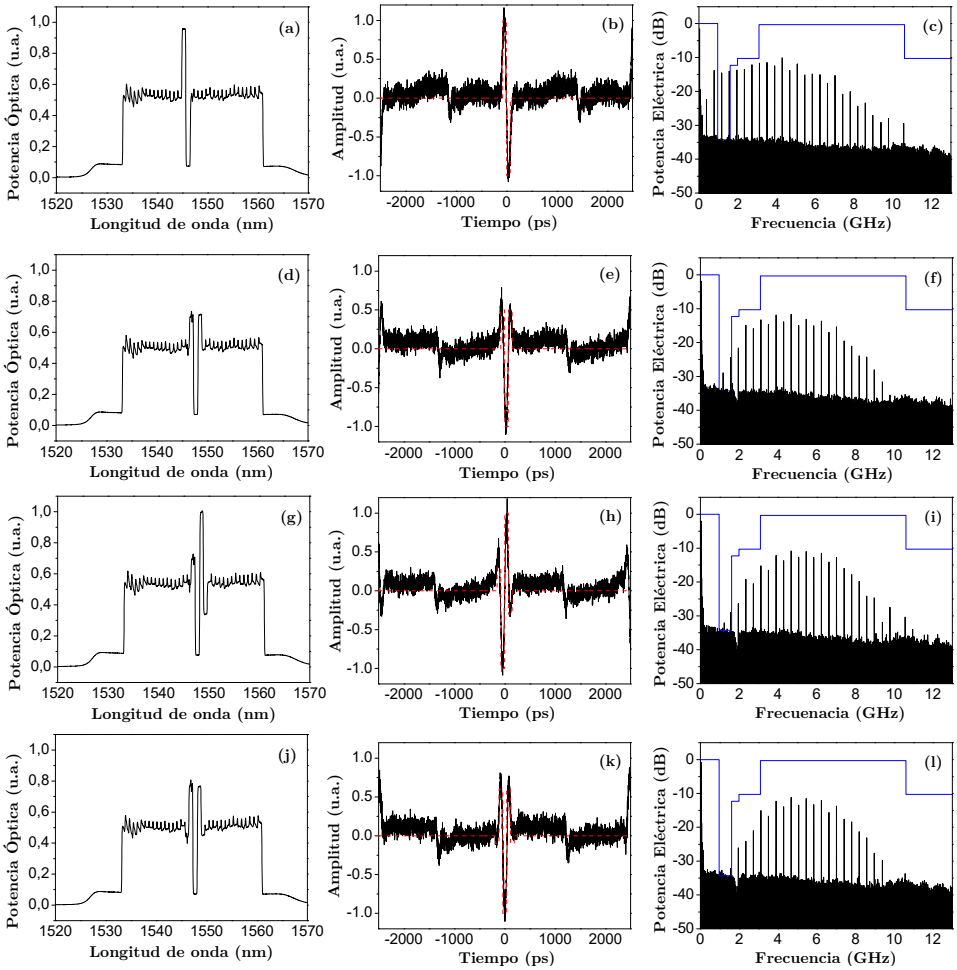

Figura 4.9 Resultados experimentales de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica, forma de onda generada junto con respuesta impulso-temporal teórica del sistema (línea discontinua roja) y espectro eléctrico correspondiente junto con máscara FCC (línea azul) para un monociclo (a), (b) y (c), para un doblete (d), (e) y (f), para un triplete (g), (h) y (i) y para un cuadrete (j), (k) y (l), respectivamente.

En comparación con los resultados de las figs. 4.7 y 4.8, en este caso, se ha reducido considerablemente el pedestal que aparecía en las formas de onda generadas. Finalmente, los espectros correspondientes se muestran en las figs. 4.9(c), 4.9(f), 4.9(i) y 4.9(l), respectivamente. Además, en las representaciones espectrales puede observarse como la contribución en banda base se ha eliminado casi por completo. Como se mostró en la fig. 2.4 del capítulo 2, los espectros de los pulsos de orden superior se ajustan mejor a los requerimientos espectrales de la máscara de la FCC [22]. En este punto,

cabe destacar como las formas de onda generadas correspondientes al triplete y al cuadrete se ajustan muy bien a la máscara de la FCC sin necesidad de realizar una reducción de la potencia transmitida.

Adicionalmente, mediante la realización de medidas experimentales se ha mostrado la capacidad del sistema para ser adaptado a un sistema de transmisión con modulación BPM. Esta se corresponde con un formato de modulación binario donde cada estado de modulación viene dado por la polaridad de la señal transmitida. De esta manera, cuando la fuente óptica se ajusta para tener las amplitudes equivalentes [-1, 1], se genera la forma de onda de la fig. 4.10(a). Esta se corresponde con una versión invertida del monociclo generado en la fig. 4.9(b). Mediante el mismo procedimiento, se han ajustado las siguientes amplitudes equivalentes [-0.5, 1, -0.5], [-0.3, 1, -1, 0.3] y [0.1, -0.6, 1, -0.6, 0.1], obteniendo las formas de onda mostradas en las figs. 4.10(b), 4.10(c) y 4.10(d). Estas se corresponden con una versión invertida de un doblete, triplete y cuadrete, respectivamente. Por tanto, la capacidad del sistema para reconfigurar totalmente la forma de onda generada permite no sólo la generación de pulsos IR-UWB de orden superior que cumplan con la máscara FCC sino también la implementación del formato de modulación BPM de forma sencilla.

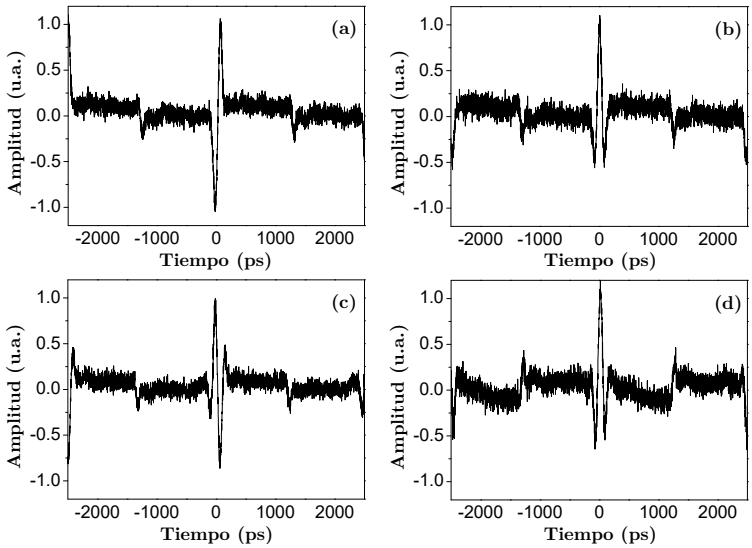

Figura 4.10 Formas de onda invertidas de un (a) monociclo, (b) doblete, (c) triplete y (d) cuadrete.

4.1.3 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal para generación de señales MB-UWB

Los sistemas presentados anteriormente se han configurado para la generación de señales IR-UWB. Sin embargo, otro tipo de formas de onda UWB han despertado un gran interés durante los últimos años. En concreto, es el caso de las señales MB-UWB como se ha visto en el capítulo 2. Hasta el momento, el número de propuestas existentes en la literatura para la generación de este tipo de formas de onda [23-26] es más reducido que para la generación de IR-UWB. A continuación, en la fig. 4.11, se presenta el esquema experimental propuesto para la generación de señales MB-UWB, basado en un MWPF de coeficientes positivos y negativos, cuyo POS está formado por un elemento dispersivo lineal [27].

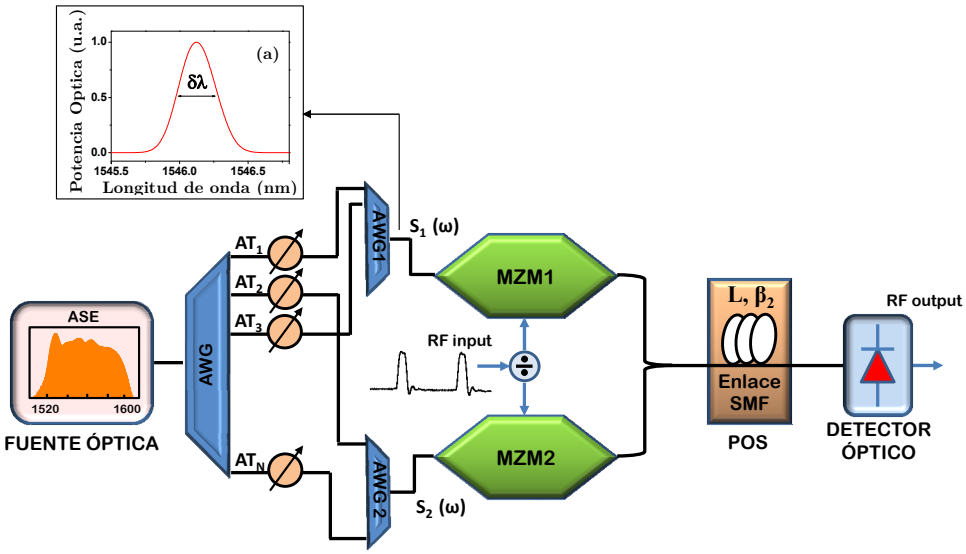

Figura 4.11 Esquema experimental del sistema de generación de señales MB-UWB. *Inset*(a): Canal óptico a la salida del AWG1.

El sistema utiliza la misma fuente ASE de 80 nm de ancho de banda óptico del sistema anterior, a partir de la cual se generan las distintas muestras del filtro fotónico. En este esquema los coeficientes del filtro fotónico equivalente pueden ser positivos y negativos, de manera que es posible eliminar la banda base de la respuesta en frecuencia del sistema. El signo de los coeficientes viene determinado por el uso de dos moduladores MZM (MZM1 y MZM2) polarizados con voltajes para operar en cuadratura con pendientes opuestas dentro de la respuesta en frecuencia del modulador.

El procesado de las muestras ópticas del filtro fotónico se completa con un elemento dispersivo lineal y, finalmente, se realiza la fotodetección de la señal.

En este caso, las diferentes muestras de la señal óptica incoherente se obtienen mediante el ranurado de la fuente ASE utilizando una estructura formada por tres AWGs. En primer lugar, la señal óptica proveniente de la fuente óptica se demultiplexa en canales centrados a distintas longitudes de onda utilizando el primer AWG. En una segunda parte, cada canal se introduce en uno de los otros dos AWGs (AWG1 y AWG2) dando como resultado un conjunto de canales multiplexados que se dirigirán a uno u otro modulador (MZM1 y MZM2). En el *inset*(a) de la fig. 4.11, se muestra como ejemplo uno de los canales tras atravesar los dos AWGs. El valor de los coeficientes dependerá de las pérdidas asociadas de cada uno de los canales. Por ello, se han utilizado atenuadores variables tras la demultiplexación de forma que se pueda controlar la potencia de cada canal individualmente. Ambos conjuntos de canales a la salida del AWG1 y AWG2 se modulan con un pulso de RF y, tras ser combinados con un acoplador 2x1, se propagan a lo largo de un elemento dispersivo para introducir el retardo entre las muestras del mismo modo en que se realizaba en el sistema anterior. Finalmente, la señal generada se obtiene tras el proceso de fotodetección mediante un detector óptico.

Para este sistema, la densidad espectral de potencia $S(\omega)$, se puede considerar como un conjunto de fuentes individuales obtenidas a partir del ranurado de la fuente ASE. De este modo, al atravesar dos AWGs, cada una de esas fuentes individuales se puede describir mediante una función Gaussiana tal como:

$$S_{n,p}(\omega) = P_n \cdot e^{-\left(\frac{\omega-\omega_{n,p}}{\delta\omega_0}\right)^2} \tag{4.3}$$

donde ω_n es la frecuencia central de cada canal, P_n la potencia total del canal, $\delta\omega_0$ la anchura al atravesar ambos AWGs y el subíndice p hace referencia al modulador en que se introduce la muestra correspondiente. De esta forma, las densidades espectrales de potencia óptica a la salida del AWG1 y del AWG2 vienen dadas por $S_1(\omega)$ y $S_2(\omega)$, respectivamente, de la forma:

$$S_1(\omega) = \sum_n P_n \cdot e^{-\left(\frac{\omega-\omega_{n,1}}{\delta\omega_0}\right)^2}$$
$$S_2(\omega) = \sum_n P_n \cdot e^{-\left(\frac{-\omega_{n,2}}{\delta\omega_0}\right)^2} \tag{4.4}$$

Dada la estructura de este sistema, cuyo par de moduladores se encuentran polarizados en pendientes opuestas, la función de transferencia total del filtro viene dada por:

$$H_{RF}(\Omega) = H_1^{RF}(\Omega) - H_2^{RF}(\Omega) \tag{4.5}$$

donde $H_1^{RF}(\Omega)$ y $H_2^{RF}(\Omega)$ se corresponden con las funciones de transferencia del sistema cuando se consideran $S_1(\omega)$ y $S_2(\omega)$, respectivamente.

De este modo, a partir de la función de transferencia general (3.26c) del capítulo anterior, se obtiene la función de transferencia particular del filtro fotónico del sistema:

$$H_0^{RF}(\Omega) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \left(\overbrace{S_1(\omega) - S_2(\omega)}^{S_{eff}(\omega)} \right) \cdot e^{-j\varphi_2(\omega-\omega_o)\Omega} \cdot d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} \left(S_1(\omega) + S_2(\omega) \right) \cdot d\omega} \tag{4.6}$$

En este caso, se puede definir una densidad espectral de potencia efectiva $S_{eff}(\omega)$ que englobe todos los canales de forma que cada muestra del filtro puede tener una polaridad distinta, positiva o negativa, según se asocie a uno u otro modulador (p = 1 o 2).

Finalmente, introduciendo las expresiones de $S_1(\omega)$ y $S_2(\omega)$ de la expresión (4.4) en la expresión (4.6), se puede obtener la función de transferencia total del sistema que viene dada por:

$$H_0^{RF}(\Omega) = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n (-1)^p e^{-j\Omega n\tau}}{\sum_{n=1}^{N} P_n} e^{-\left(\frac{\varphi_2 \delta\omega_0 \Omega}{\sqrt{2}}\right)^2} \tag{4.7}$$

donde el primer término se refiere al filtrado fotónico que, como se puede observar, se trata de una combinación de N muestras de la señal óptica

ponderadas según la potencia total de cada canal P_n y retardadas un tiempo dado por $n \cdot \tau$. Dicho retardo temporal τ depende de la dispersión φ_2 y de la diferencia entre las frecuencias ópticas de los canales $\Delta\omega$ según $\tau = \varphi_2 \cdot \Delta\omega$. El segundo término es un efecto de filtrado paso-bajo debido a la anchura finita de cada uno de las fuentes ópticas individuales a la salida de los AWGs. Como se comprobará posteriormente, bajo las condiciones experimentales con las que se ha trabajado, este término no afecta a las señales generadas. Por tanto, el comportamiento de la función de transferencia del sistema vendrá dado por el término correspondiente al filtrado fotónico. En este sentido, el FSR de la función de transferencia del filtro fotónico quedará definido a partir de la separación entre muestras del filtro, tal y como se vio en los casos anteriores.

Para la implementación experimental del sistema se han utilizado AWGs de 1x40 canales equiespaciados 100 GHz (0.8 nm) según el estándar de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (*International Telecommunication Union*, ITU) y con un ancho de banda óptico $\delta\omega_0 = 0.4$ nm. Tras la concatenación de dos AWGs, el ancho de bando óptico del canal se reduce a $\delta\omega_0 \approx 0.3$ nm, tal y como se ha mostrado en la medida presentada en el *inset*(a) de la fig. 4.11. Los canales ópticos a la salida de AWG1 y AWG2 se introducen en los dos moduladores MZM1 y MZM2, respectivamente, polarizados para trabajar en regiones con pendientes opuestas. Ambos grupos de canales ópticos se modulan con el mismo pulso eléctrico a partir de un divisor de RF. El pulso eléctrico de entrada se genera con un generador de señales eléctricas y, en este caso, se ha configurado un patrón de bits de un "1" y sesenta y tres "0", con una tasa de repetición de 12.5 Gbps. Como resultado, el pulso eléctrico es de 80 ps de anchura como en los sistemas anteriores y, en este caso, la tasa de repetición es de 195 MHz. Como elemento dispersivo se ha mantenido el mismo enlace SMF lineal, caracterizado por una L = 5.43 km y una dispersión de primer orden $\varphi_2 = \beta_2 L$, con β_2 = -22 ps^2/km a 1550 nm. De este modo, el retardo introducido entre las distintas muestras de la señal óptica se corresponde con unos 75 ps. Para conseguir que la función de transferencia del filtro fotónico se sitúe en el centro de la máscara de la FCC, el retardo introducido debería ser de 73 ps. Por tanto, con este sistema se está consiguiendo una buena aproximación al objetivo deseado de colocar la función de transferencia del filtro fotónico en el centro de la máscara situado en 6.85 GHz.

En la fig. 4.12, se muestran normalizados los pulsos ópticos modulados a la salida de ambos moduladores (línea negra) y tras la propagación por el enlace de fibra (línea roja). Estos pulsos se han obtenido seleccionando bien el MZM1 o el MZM2 y seleccionando únicamente un canal centrado en 1546.92 nm. En primer lugar, puede observarse como dependiendo del modulador seleccionado cambia la polaridad del pulso obtenido, generándose un pulso positivo (fig. 4.12(a)) y uno negativo (fig. 4.12(b)). Por otra parte, en ambos casos, el pulso no se ensancha al propagarse por el enlace de fibra por lo que no se ve afectado por el filtrado paso-bajo que introduce el segundo término de la expresión (4.7). Por tanto, para las señales generadas con este sistema, ese efecto de filtrado paso-bajo puede considerarse despreciable.

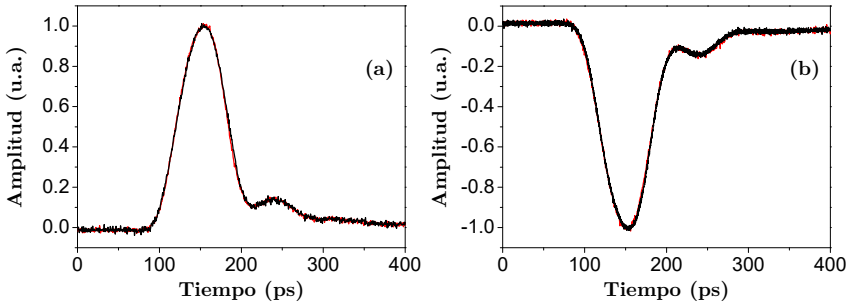

Figura 4.12 Pulsos fotodetectados obtenidos previa (línea negra) y posteriormente (línea roja) al enlace de fibra óptica para el modulador polarizado con pendiente (a) positiva y (b) negativa.

La capacidad de generación de señales de microondas del esquema propuesto se ha analizado generando señales MB-UWB, como se ha comentado anteriormente. En este caso, se han seleccionado 11 canales del AWG, introducidos alternativamente en ambos moduladores, y se han ajustado para obtener la distribución uniforme de 8 nm de anchura medida a la entrada del enlace SMF que se muestra en la fig. 4.13(a). La forma de onda resultante y su correspondiente espectro se muestran en las figs. 4.13(b) y 4.13(c), respectivamente. Además, en la fig. 4.13(c) se ha incluido la función de transferencia del filtro fotónico obtenida mediante simulaciones numéricas a partir de la expresión (4.7).

Como se puede observar, el espectro de la señal generada viene determinado por la función de transferencia teórica del filtro fotónico y la frecuencia central está situada en torno a 6.85 GHz, tal y como se había calculado anteriormente. Además, la forma de onda generada de la

fig. 4.13(b) presenta una distribución uniforme que viene dada por el perfil de la densidad espectral de potencia de la señal óptica mostrado en la fig. 4.13(a). La señal generada tiene lóbulos con polaridades positivas y negativas dado que cada canal óptico se ha introducido alternativamente en los moduladores MZM1 y MZM2. A pesar de que el contenido de la señal en banda base se ha reducido por el hecho de utilizar coeficientes positivos y negativos [28], la señal generada no cumple con los requerimientos espectrales de la FCC en la banda de GPS (0.96-1.61 GHz). Por tanto, la potencia de la señal generada se tendría que reducir, provocando un uso ineficiente del espectro UWB.

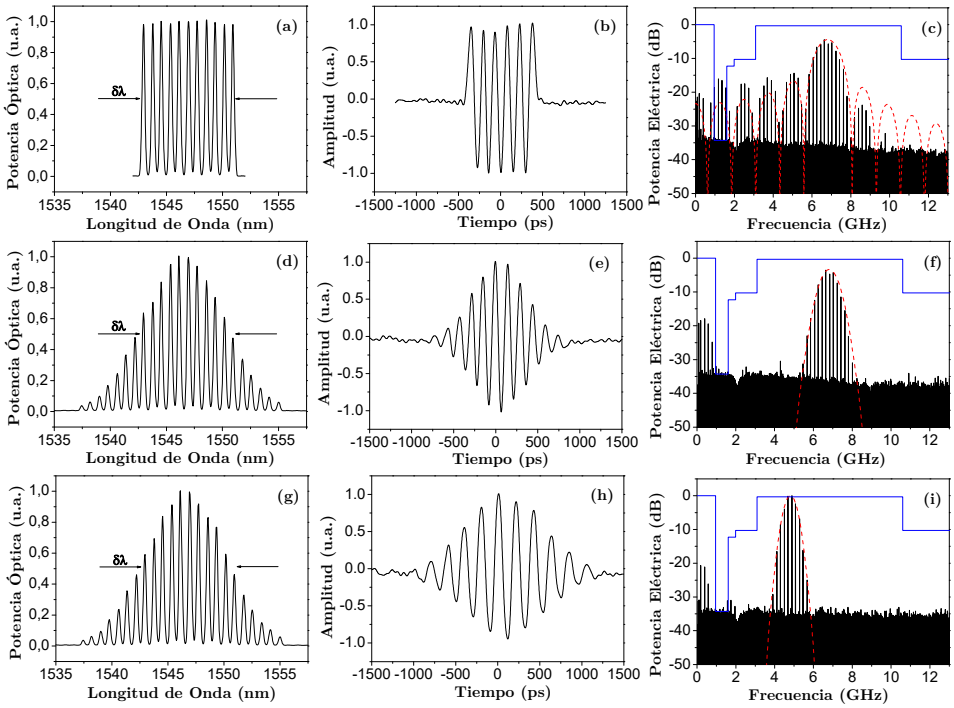

Figura 4.13 Resultados experimentales de la densidad espectral de potencia de la señal óptica a la entrada del enlace SMF, forma de onda generada y espectro eléctrico correspondiente (línea negra) junto con la función de transferencia teórica del sistema (línea discontinua roja) para el perfil uniforme (a), (b) y (c), perfil Gaussiano (d), (e) y (f) y perfil Gaussiano con SMF de 8 km (g), (h) y (i). En las figs. (c), (f) e (i), se ha incluido la máscara FCC (línea azul).

Con el fin de aumentar la eficiencia espectral del generador propuesto sobre la máscara FCC, el sistema cuenta con la flexibilidad necesaria para reconfigurar la forma de onda de la señal generada. En este caso, se utilizan

26 canales de la estructura de AWGs cuyas potencias se ajustan para obtener una densidad espectral de potencia óptica Gaussiana con un ancho de banda a -3 dB de $\delta\lambda = 8$ nm, como se muestra en la fig. 4.13(d). La forma de onda resultante se muestra en la fig. 4.13(e) y presenta un perfil Gaussiano de acuerdo con la distribución espectral de potencia de la fuente. El espectro eléctrico correspondiente, junto con la función de transferencia teórica del sistema se han representado en la fig. 4.13(f). En este caso, se ha eliminado el contenido en torno a la banda de GPS donde la restricción de la máscara era mayor. Por tanto, se ha comprobado experimentalmente que el sistema propuesto permite generar señales MB-UWB de acuerdo con los requerimientos espectrales de la FCC. De esta manera, se evita la necesidad de tener que reducir la potencia de la señal generada para cumplir con la máscara, dando lugar a una solución eficiente en términos de densidad espectral de potencia teniendo como única restricción el ruido del sistema.

Finalmente, se ha analizado la capacidad del sistema para sintonizar la frecuencia central de la señal generada. La densidad espectral de potencia óptica de la fuente se mantiene en un perfil Gaussiano de $\delta\lambda = 8$ nm utilizando 23 canales, como se muestra en la fig. 4.13(g). En este caso, se hace uso de un enlace SMF de L = 8 km. La forma de onda generada y su correspondiente espectro se han representado en las figs. 4.13(h) y 4.13(i), respectivamente. Además, conjuntamente con el espectro eléctrico de la señal, se ha incluido la función de transferencia teórica del filtro fotónico. Como se ha comentado anteriormente, el FSR del filtro fotónico viene determinado por la separación entre las muestras del mismo. Dado que ahora se ha aumentado la dispersión φ_2 introducida en el sistema, también lo ha hecho el retardo entre muestras, reduciéndose el FSR y situándose en 9.5 GHz. Como resultado, la frecuencia central de la señal generada se encuentra ahora en 4.75 GHz. Por tanto, se ha demostrado la capacidad del sistema para sintonizar la frecuencia central de la señal generada controlando la dispersión total inducida en el sistema y manteniendo el cumplimiento de los requerimientos espectrales de la FCC. En la literatura se pueden encontrar propuestas que permiten un control discreto de la dispersión total del sistema utilizando diferentes enlaces de fibra óptica y sistemas microelectromagnéticos (*Microelectromechanical Systems*, MEMS) [29].

4.2 Sistemas de generación de señales con *chirp*

Los pulsos con *chirp* son un tipo de formas de onda cuya frecuencia instantánea varía a lo largo de la duración de la señal de RF [30-32]. En la literatura se han propuesto diferentes sistemas para la generación de este tipo de señales. La mayor parte de los sistemas propuestos se basan en el conformado espectral de fuentes ópticas pulsadas en combinación con un mapeo de frecuencia a tiempo. En este caso, pueden implementarse dos métodos diferentes. En un primer método, el espectro de un pulso óptico ultra-corto se conforma con un filtro de FSR no uniforme basado en una SD-CFBG [33] o un bucle de *Sagnac* con una CFBG [34] o un interferómetro con una LCFBG ópticamente bombeada [35]. Posteriormente, se realiza un mapeo lineal del pulso óptico al dominio del tiempo con un elemento dispersivo. En el otro método, los pulsos con *chirp* son generados usando un filtro de FSR uniforme seguido por un elemento dispersivo no lineal que realiza el mapeo de longitud de onda a tiempo, como una NLCFBG [36, 37] o un enlace SMF de L = 20 km y $\beta_3 \neq 0$ [38]. Otra técnica que hace uso de fuentes ópticas pulsadas es la conformación TPS no balanceada [39]. En este caso, un pulso óptico ultra-corto se procesa mediante un MZM y dos elementos dispersivos con dispersiones de signo opuesto y magnitudes distintas.

Todas las técnicas anteriores se basan en el procesado de fuentes ópticas pulsadas cuyo espectro óptico está limitado en ancho de banda con un perfil Gaussiano. Esto limita su flexibilidad para la reconfiguración de la forma de onda de salida de forma eficiente en términos de potencia. Sin embargo, los sistemas propuestos en esta tesis se basan en un filtrado fotónico haciendo uso de fuentes ópticas incoherentes con gran ancho de banda, lo que aumenta su flexibilidad, permitiendo generar formas de onda con distintas envolventes haciendo que sean más eficientes en términos de potencia.

En los siguientes subapartados se presentan dos sistemas basados en MWPF configurados para la generación de señales arbitrarias de microondas con *chirp*. Para cada sistema propuesto se ha mostrado el esquema experimental utilizado y, a partir de las expresiones del capítulo 3, se ha obtenido su correspondiente respuesta teórica. Además, se han realizado simulaciones numéricas que se han presentado conjuntamente con las medidas experimentales realizadas, validando el desarrollo teórico realizado por la buena correspondencia entre los resultados teóricos y experimentales.

4.2.1 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo lineal

El primer esquema experimental propuesto basado en un MWPF con fuente óptica incoherente y procesado mediante elemento dispersivo lineal se muestra en la fig. 4.14 [40]. El esquema presenta una estructura similar al del apartado 4.1.2 con el que se han generado señales IR-UWB, pero con una configuración diferente adaptándolo para la generación de pulsos con *chirp*. De esta manera, queda manifiesta la versatilidad y flexibilidad de este esquema para la generación de diferentes tipos de señales arbitrarias de microondas.

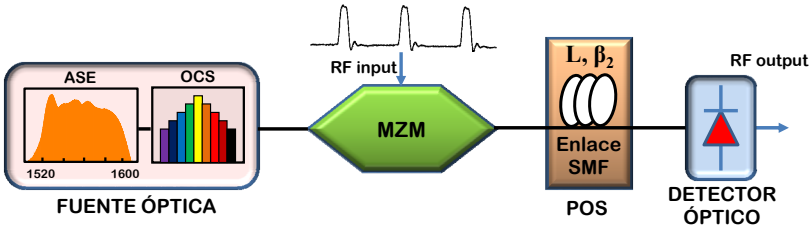

Figura 4.14 Esquema experimental del sistema de generación de pulsos con *chirp* basado en un MWPF compuesto por una fuente óptica incoherente y un POS formado por un elemento dispersivo lineal.

La señal óptica de entrada se genera utilizando la misma fuente óptica compuesta por una fuente ASE y un OCS, aunque con configuraciones de los canales del OCS diferentes a las utilizadas en el sistema de generación IR-UWB. Además, el generador de señales eléctricas que proporciona el pulso eléctrico de entrada al modulador MZM, se ha configurado con un patrón de bits de un "1" y ciento veintisiete "0" con una tasa de bits de 12.5 Gbps, disminuyendo la tasa de repetición hasta 97.6 MHz pero manteniendo el mismo pulso eléctrico de 80 ps de anchura.

La magnitud del *chirp* inducido en el pulso generado depende tanto del perfil de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica como del elemento dispersivo. Por tanto, en función del perfil de potencia configurado con el OCS y de la dispersión introducida por el POS, el *chirp* del pulso generado será diferente, obteniendo valores distintos de TBWP, parámetro característico de este tipo de señales. Sin embargo, el signo del *chirp* únicamente viene determinado por el perfil de potencia de la fuente óptica configurado con el OCS.

La expresión (4.2) de la respuesta impulso-temporal del filtro fotónico, obtenida en el apartado 4.1.2 para el sistema generador de señales IR-UWB, sigue siendo válida para éste.

La capacidad del sistema para la generación de señales de microondas con *chirp* se ha demostrado generando pulsos con *chirp* de signo positivo y negativo, buscando maximizar la frecuencia instantánea del pulso. Además, para cada pulso generado se ha medido su T_{FWHM} y el rango de frecuencia en el que varía su frecuencia instantánea en ese periodo de tiempo, correspondiente con la amplitud a mitad de máximo o -3 dB. Con esto, se ha calculado el ancho de banda en frecuencia del pulso como $\Delta f = f_{max} - f_{min}$. Finalmente, se ha realizado una estimación del TBWP como $TBWP = \Delta f \cdot T_{FWHM}$. Para este sistema, la frecuencia instantánea del pulso generado se puede calcular teóricamente a partir del retardo diferencial τ_i que sufren dos componentes ópticas adyacentes ω_i y ω_{i-1} al propagarse por una fibra con una dispersión total $\varphi_2 = \beta_2 L$, de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\tau_i = \beta_2 L\left(\omega_i - \omega_{i-1}\right) = \beta_2 L \cdot \Delta\omega_i \tag{4.8}$$

donde $\Delta\omega_i$ es la separación espectral entre componentes adyacentes y c es la velocidad de la luz en el vacío. Finalmente, la frecuencia instantánea del pulso vendrá determinada por:

$$f_i^{RF} = \frac{1}{\tau_i} \tag{4.9}$$

En la fig. 4.15, se muestran los pulsos con *chirp* negativo generados para distintos perfiles de densidad espectral de potencia de la fuente óptica y enlaces de fibra de distinta longitud L. En primer lugar, se ha introducido en el POS una dispersión de $\varphi_2 = -220\ ps^2$ utilizando un enlace de fibra de L = 10 km. La fig. 4.15(a) muestra la densidad espectral de potencia de la fuente óptica a la salida del OCS. Como se puede observar, el espectro óptico de la fuente presenta un ranurado progresivo realizado mediante la activación y desactivación de grupos de diferente número de canales del OCS. La potencia de los canales activos se ha ajustado para ser la misma mediante la atenuación necesaria en cada canal.

En la fig. 4.15(b), se muestra el pulso con *chirp* generado, la frecuencia instantánea calculada a lo largo de la duración del mismo y la respuesta impulso-temporal teórica calculada a partir de la expresión (4.2). Como se

puede observar, la forma de onda generada en el dominio del tiempo viene determinada por el perfil de potencia de la fuente óptica y se corresponde con la respuesta impulso-temporal calculada mediante simulaciones numéricas, validando la expresión (4.2). El pulso generado tiene una duración de $T_{FWHM} = 5.13$ ns y su frecuencia instantánea, calculada como la inversa del periodo del pulso, va decreciendo con el tiempo entre 2.97 y 0.66 GHz, obteniendo un $\Delta f = 2.31$ GHz. Por tanto, el TBWP calculado para el pulso es de 11.85.

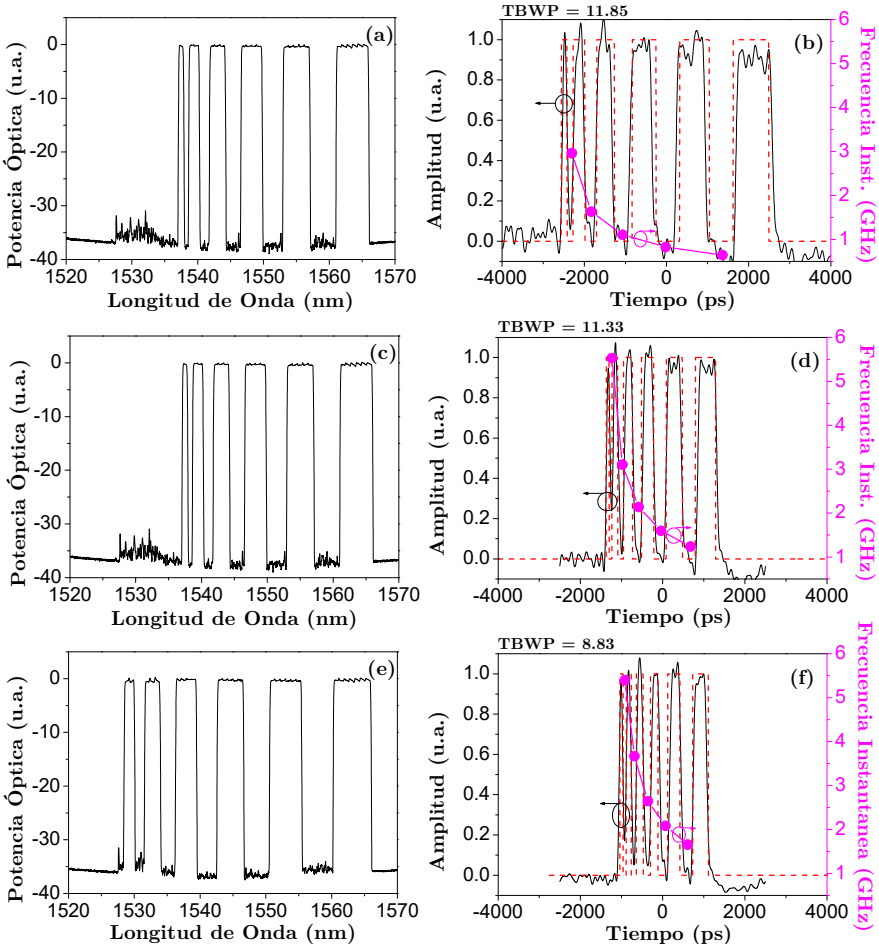

Figura 4.15 (a) Densidad espectral de potencia de la fuente óptica, (b) pulso generado correspondiente con *chirp* negativo (línea negra), respuesta impulso-temporal teórica (línea discontinua roja) y frecuencia instantánea del pulso generado (puntos magenta) para un enlace SMF de L = 10 km, (c) y (d) para L = 5 km y (e) y (f) para L = 3.5 km.

Con el fin de aumentar la frecuencia central del pulso generado, se reduce a la mitad la dispersión total introduciendo una φ_2 = -110 ps^2 mediante un enlace SMF de L = 5 km. La configuración del OCS no cambia respecto al caso anterior, obteniendo la densidad espectral de potencia de la fuente óptica mostrada en la fig. 4.15(c). En la fig. 4.15(d), se muestra el pulso generado y su frecuencia instantánea. De nuevo, el comportamiento del pulso viene determinado por el perfil de la fuente óptica utilizada. Así mismo, existe una buena correspondencia entre la medida experimental y la respuesta impulso-temporal calculada teóricamente. En este caso, la duración del pulso es de 2.69 ns, reduciéndose a la mitad debido a que se ha utilizado un elemento dispersivo con la mitad de dispersión respecto al caso anterior. Sin embargo, la frecuencia instantánea se ha duplicado, variando en un rango de frecuencias entre 5.56 y 1.35 GHz con un Δf = 4.21 GHz, con lo que se ha cumplido el objetivo de aumentar la frecuencia central del pulso con *chirp* generado. Así pues, el TBWP resultante es muy similar al del caso anterior al compensarse la duración y el rango de frecuencias del pulso, obteniendo un valor de 11.33.

A continuación, para seguir intentando aumentar la frecuencia central del pulso con *chirp*, se ha reducido la longitud del enlace de fibra, utilizando una dispersión de φ_2 = -77 ps^2 con un enlace de longitud L = 3.5 km. Sin embargo, debido a la baja dispersión introducida por el enlace SMF, se produce un solape de las componentes de baja frecuencia del pulso generado al no retardarse lo suficiente. Para evitar este solapamiento, la configuración del OCS también se ha modificado, aumentando la separación en longitud de onda del ranurado de la fuente óptica, obteniendo la densidad espectral de potencia de la fuente óptica mostrada en la fig. 4.15(e). El pulso con *chirp* generando con esta configuración y su frecuencia instantánea se muestran en la fig. 4.15(f). Al reducir la dispersión introducida con el enlace SMF considerado, la duración del pulso se ha seguido reduciendo hasta un T_{FWHM} = 2.16 ns. Sin embargo, la frecuencia instantánea obtenida ha sido muy similar respecto al caso anterior, variando entre 5.59 y 1.50 GHz con un Δf = 4.09 GHz, debido al aumento de la separación en longitud de onda del ranurado de la fuente óptica. De esta manera, se ha llegado a un límite en la frecuencia central del pulso con *chirp* generado que puede proporcionar este esquema experimental. Finalmente, se ha calculado el TBWP del pulso generado, reduciéndose a 8.83 al mantenerse el rango de frecuencia instantánea pero reducirse la duración del pulso.

Hasta ahora, se han generado pulsos con *chirp* negativo donde la frecuencia instantánea iba decreciendo con el tiempo. A continuación, se va a demostrar la capacidad del sistema para la generación de pulsos con *chirp* de diferente signo. En este sentido, se van a generar pulsos similares a los generados anteriormente en cuanto a rango de frecuencia instantánea, duración y TBWP pero con *chirp* de signo positivo, aumentando la frecuencia instantánea de los pulsos a lo largo de su duración. Para ello, únicamente se ha tenido que reconfigurar el OCS en cada caso, invirtiendo en longitud de onda el ranurado progresivo realizado sobre la fuente óptica incoherente.

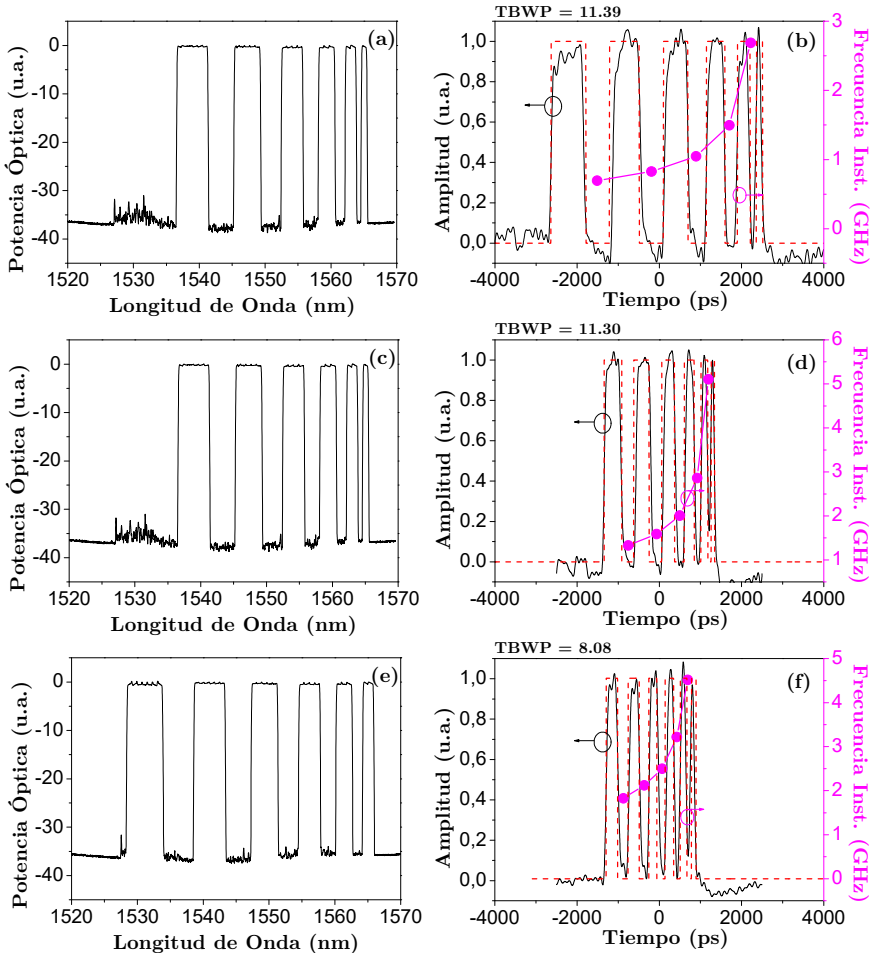

Figura 4.16 (a) Densidad espectral de potencia de la fuente óptica, (b) pulso generado correspondiente con *chirp* positivo (línea negra), respuesta impulso-temporal teórica (línea discontinua roja) y frecuencia instantánea del pulso generado (puntos magenta) para un enlace SMF de L = 10 km, (c) y (d) para L = 5 km y (e) y (f) para L = 3.5 km.

Siguiendo el mismo orden que para los pulsos generados hasta ahora con *chirp* negativo, la fig. 4.16 muestra los perfiles de densidad espectral de potencia de la fuente óptica configurados con el OCS para cada dispersión total introducida mediante un enlace de fibra de longitud L de 10 km, 5 km y 3.5 km en las figs. 4.16(a), 4.16(c) y 4.16(e), respectivamente. Los correspondientes pulsos generados junto a su rango de frecuencia instantánea y la respuesta impulso-temporal calculada teóricamente se representan en las figs. 4.16(b), 4.16(d) y 4.16(f), respectivamente. Como se observa, la generación de las formas de onda temporales viene determinada por el perfil de potencia de la fuente óptica. Además, se corresponden con las respuestas impulso-temporales calculadas mediante simulaciones numéricas. Los pulsos generados son una versión invertida en el tiempo de los generados en la fig. 4.15, presentando un *chirp* de signo contrario. Los valores de duración y rango de frecuencia instantánea son similares a los medidos anteriormente, obteniendo como resultado unos TBWP del mismo orden para cada caso. De esta manera, se demuestra la capacidad del sistema para la generación de pulsos con *chirp* de signo positivo y negativo.

En todos los casos mostrados, los pulsos generados experimentalmente y los obtenidos mediante las simulaciones numéricas presentan un comportamiento similar. No obstante, existen ligeras diferencias entre ellos debido, principalmente, al ruido del sistema y al efecto del pulso eléctrico de entrada que tiene una anchura finita.

4.2.2 Sistema con procesado mediante elemento dispersivo no lineal, estructura MZI y detección balanceada

Con el objetivo de generar pulsos con *chirp* de mayor frecuencia instantánea que los conseguidos con el esquema anterior, se ha implementado el esquema experimental mostrado en la fig. 4.17. Este esquema está basado en un MWPF con un procesado de una señal óptica incoherente mediante un elemento dispersivo no lineal, es decir, con una dispersión de segundo orden $\varphi_3 \neq 0$, y una estructura interferométrica MZI seguida de una fotodetección diferencial [41, 42]. En este caso, debido a la anchura de la fuente óptica seleccionada mediante el OCS y a la mayor longitud de los enlaces SMF utilizados que actúan como elemento dispersivo, los efectos de la dispersión de segundo orden φ_3 sí se manifiestan, induciendo el *chirp* en el pulso generado. Esta característica es diferente respecto al esquema anterior,

donde el *chirp* venía determinado en primera instancia por el perfil de potencia de la fuente óptica. Por tanto, el procesado de la señal óptica se realiza mediante su propagación a través del enlace SMF, actuando como elemento dispersivo no lineal. La estructura MZI realiza un ranurado del espectro de la señal óptica generando, en consecuencia, las muestras del filtro fotónico [43]. La colocación estratégica del MZI tras la modulación evita el CSE en torno al espectro de radiofrecuencia de la señal generada [44], evitando que esta se vea afectada por sus posibles efectos. Finalmente, a la salida del POS del filtro, se realiza una fotodetección diferencial.

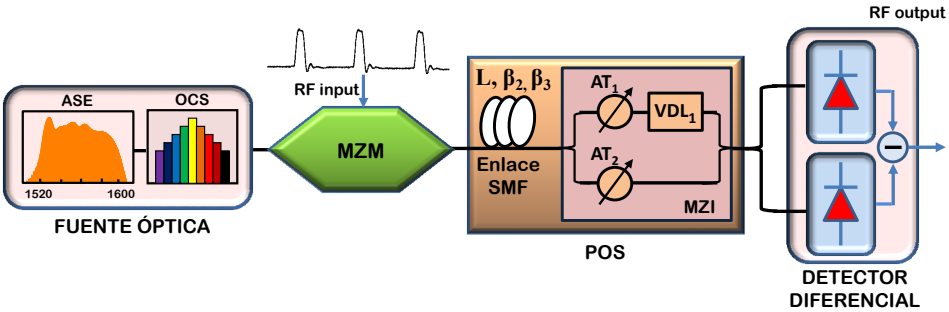

Figura 4.17 Esquema experimental del sistema de generación de pulsos con *chirp* basado en un MWPF compuesto por una fuente óptica incoherente y un POS formado por un elemento dispersivo no lineal y una estructura MZI.

Los sistemas con fuentes ópticas incoherentes se caracterizan por mostrar una relación señal a ruido típicamente baja [45]. Además, las fluctuaciones en el campo óptico de la fuente incoherente se pueden trasladar a la señal eléctrica generada [46]. Sin embargo, el uso de la fotodetección diferencial permite reducir el ruido del sistema, minimizar los efectos de las posibles fluctuaciones de la fuente en la señal generada y eliminar la componente de banda base de la señal eléctrica de salida del sistema. Esto se traduce en la mejora la relación señal a ruido de la forma de onda generada [47].

La estructura de este MWPF es similar al apartado anterior, añadiendo en el POS la estructura MZI y fotodetectando con un detector óptico diferencial. No obstante, los efectos por los cuales se induce el *chirp* en las formas de onda generadas son completamente diferentes. La señal óptica de entrada se genera utilizando la misma fuente óptica incoherente del esquema anterior, compuesta por una fuente ASE y un OCS, aunque la configuración del OCS es diferente. Además, el generador de señales eléctricas que proporciona el pulso eléctrico de entrada al modulador MZM se ha configurado con un patrón de bits de un "1" y doscientos cincuenta y cinco

"0" con una tasa de bits de 12.5 Gbps, disminuyendo la tasa de repetición hasta 48.8 MHz pero manteniendo el mismo pulso eléctrico de 80 ps de anchura. En este caso, el POS está formado por un enlace SMF de longitud L y parámetros dispersivos de primer orden β_2 = -22 ps^2/km y segundo orden β_3 = 0.14 ps^3/km a 1550 nm, seguido de la estructura MZI. La estructura MZI está formada por un acoplador 1x2 a la entrada y un 2x2 a la salida, con una VDL entre ambos acopladores en uno de los dos caminos ópticos para introducir el retardo diferencial τ_{MZI} entre ambos caminos. Esta diferencia de retardo marca el patrón de interferencia de la estructura interferométrica según la relación $\Delta\omega_{MZI} = 1/\ \tau_{MZI}$ [43]. Así mismo, mediante un atenuador variable situado en cada uno de los caminos ópticos, se ha balanceado la potencia óptica entre ambos para maximizar el ranurado de la señal óptica realizado por el MZI. Finalmente, se aplica la fotodetección diferencial, obteniendo la señal generada en el dominio eléctrico como resultado de la diferencia de las señales eléctricas fotodetectadas en cada uno de los dos puertos de entrada del fotodetector diferencial, según la siguiente expresión:

$$I_{OUT}(\Omega) = H_{PD1}^{RF}(\Omega)\cdot I_{IN1}(\Omega) - H_{PD2}^{RF}(\Omega)\cdot I_{IN2}(\Omega) \tag{4.10}$$

donde $H_{PD1}^{RF}(\Omega)$ y $H_{PD2}^{RF}(\Omega)$ son las funciones de transferencia del filtro fotónico en el puerto de entrada 1 y 2 del fotodetector, respectivamente. Las funciones $I_{IN1}(\Omega)$ y $I_{IN2}(\Omega)$ se corresponden con las corrientes de entrada equivalentes al filtro fotónico en cada puerto de entrada.

En este punto, se toman dos condiciones inherentes a la implementación experimental que simplifican considerablemente el análisis teórico. Concretamente, se tiene en cuenta las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} &\Delta\omega \gg \Omega \\ &\sigma_0 \gg \left|\varphi_3 / \varphi_2\right| \end{aligned} \tag{4.11}$$

Por una parte, la primera condición implica que el ancho de banda característico de la fuente óptica $\Delta\omega$ es mayor que el rango de frecuencias de modulación Ω. Por otro lado, la segunda consideración tiene en cuenta que la respuesta impulso-temporal del modulador, caracterizada por la anchura temporal σ_0, se ve afectada en menor grado por la dispersión de segundo orden φ_3 respecto a la de primer orden φ_2.

Bajo estas condiciones, la expresión (4.10) de la señal generada puede reescribirse como:

$$I_{OUT}(\Omega) = \left(H_{PD1}^{RF}(\Omega) - H_{PD2}^{RF}(\Omega)\right) \cdot I_{IN}(\Omega) \tag{4.12}$$

donde las funciones de transferencia del filtro fotónico en el puerto de entrada 1 y 2 del fotodetector son [25]:

$$H_{PD1}^{RF}(\Omega) = H^{RF}(\Omega,0) + \frac{1}{2}H^{RF}(\Omega,\Omega_0) + \frac{1}{2}H^{RF}(\Omega,-\Omega_0) \tag{4.13}$$

$$H_{PD2}^{RF}(\Omega) = H^{RF}(\Omega,0) - \frac{1}{2}H^{RF}(\Omega,\Omega_0) - \frac{1}{2}H^{RF}(\Omega,-\Omega_0) \tag{4.14}$$

En las expresiones anteriores, $H^{RF}(\Omega,0)$ se corresponde con la contribución en banda base de la función de transferencia de un brazo y $H^{RF}(\Omega,\Omega_0)$ se corresponde con la banda de paso centrada en Ω_0 de la función de transferencia de un brazo.

Finalmente, tras el proceso de balanceo de la fotodetección se puede obtener la función de transferencia del filtro fotónico como la diferencia de las funciones de transferencia en cada uno de los brazos del fotodetector balanceado descritas a partir de la expresión general (3.32c):

$$H_o^{RF}(\Omega) = H_{PD1}^{RF}(\Omega) - H_{PD2}^{RF}(\Omega) = H^{RF}(\Omega,\Omega_0) + H^{RF}(\Omega,-\Omega_0) \tag{4.15}$$

El término $H^{RF}(\Omega,\Omega_0)$ se corresponde con la función de transferencia descrita en la expresión (3.32c):

$$H^{RF}(\Omega,\Omega_0) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \cdot e^{-j\left[\varphi_2(\omega-\omega_o)+\frac{1}{2}\varphi_3(\omega-\omega_o)^2\right](\Omega-\Omega_0)} \cdot d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \cdot d\omega} \tag{4.16}$$

donde la frecuencia central del pulso viene dada por la expresión:

$$\Omega_0 = \frac{1}{\varphi_2 \cdot \Delta\omega_{MZI}} = \frac{\tau_{MZI}}{\varphi_2} \rightarrow f_0 = \frac{\tau_{MZI}}{2\pi \cdot \varphi_2} \tag{4.17}$$

La capacidad del sistema para la generación de señales de microondas con *chirp* se ha demostrado generando pulsos con *chirp* maximizando la frecuencia central f_0 del pulso, consiguiendo superar la limitación impuesta por el sistema anterior. Para ello, se han ajustado parámetros como la densidad espectral de potencia de la fuente óptica, la dispersión introducida por el enlace SMF y el retardo diferencial introducido en el MZI (τ_{MZI}). En

la fig. 4.18, se ha representado la relación entre la frecuencia central del pulso generado f_0 y el retardo diferencial introducido en el MZI para dos elementos dispersivos consistentes en dos enlaces SMF de longitud L = 10 y 20 km.

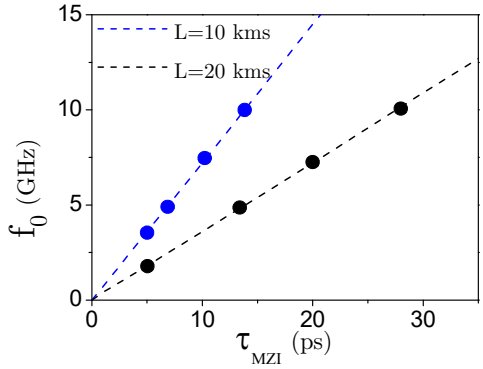

Figura 4.18 Frecuencia instantánea central f_0 teórica (línea discontinua) y experimental (puntos) del pulso generado en función del retardo diferencial τ_{MZI} del filtro fotónico para dos enlaces de fibra de L = 10 km (color azul) y L = 20 km (color negro).

Además, para cada pulso generado se ha medido su duración T_{FWHM}, su frecuencia instantánea y el ancho de banda en frecuencia del pulso como $\Delta f = f_{max}-f_{min}$, calculando, finalmente, el TBWP. Para este sistema, la frecuencia instantánea se puede obtener a partir de la primera derivada del termino $\psi(t) = \omega_m(t) \cdot \tau_{MZI}$. Este término representa la fase acumulada de la frecuencia óptica de la expresión (3.35) debido al retardo diferencial τ_{MZI} [48]. En este caso, tenemos que la frecuencia instantánea $f_{rf}(t)$ se puede expresar como:

$$f_{rf}(t) = \frac{f_0}{\sqrt{1 - 2\frac{\varphi_3}{\varphi_2^2}t}} \approx f_0 + \frac{t}{C} \tag{4.18}$$

La aproximación de la expresión anterior se obtiene considerando la condición de la ecuación (4.11). El *chirp* C del pulso viene determinado por las siguientes dependencias:

$$C = \frac{\varphi_2^2}{f_0\varphi_3} = \frac{2\pi}{\tau_{MZI}}\frac{\varphi_2}{\varphi_3} \tag{4.19}$$

De esta manera, una vez definido el *chirp* del pulso generado seleccionando un elemento dispersivo caracterizado por las variables φ_2 y φ_3, la frecuencia instantánea del pulso viene determinada por la diferencia de retardo entre muestras del MZI.

Con el fin de mostrar la viabilidad de esta propuesta, se ha medido la respuesta del sistema en varias configuraciones. En primer lugar, se configura la fuente óptica mediante el ajuste del ancho de banda completo del OCS (38.4 nm) para obtener el perfil uniforme de densidad espectral de potencia mostrado en la fig. 4.19(a). Se utiliza una dispersión de primer orden φ_2 = -220 ps^2 y de segundo orden φ_3 =1.4 ps^3 a partir de un enlace SMF de L = 10 km. El retardo elemental toma un valor de τ_{MZI} = 7 ps mediante el ajuste de la VDL del MZI. En la fig. 4.19(b), se muestra el pulso generado y su correspondiente frecuencia instantánea, alcanzando una f_0 = 5.05 GHz. Finalmente, en la fig. 4.19(c) se muestra el espectro experimental del pulso con *chirp* generado y la simulación teórica que se corresponde con la función de transferencia teórica del filtro fotónico calculada a partir de la expresión (4.15), representada en la figura con un trazo rojo discontinuo. Como se puede observar en la fig. 4.19(b), la envolvente del pulso generado viene determinada por el perfil configurado de la fuente óptica, en este caso, un perfil uniforme. El pulso generado tiene una duración T_{FWHM} = 6.5 ns y su frecuencia instantánea, obtenida como la inversa del periodo del pulso, varía entre 5.5 y 4.6 GHz con un Δf = 0.9 GHz. El valor máximo de frecuencia instantánea que se alcanza es muy similar al máximo obtenido con el anterior sistema de pulsos con *chirp*. Finalmente, el TBWP calculado es de 5.85.

A continuación, de acuerdo a la relación mostrada en la fig. 4.18, para la misma dispersión utilizada, se ha reconfigurado el sistema mediante el ajuste de la VDL para fijar un retardo entre muestras τ_{MZI} = 14.2 ps. Por tanto, la frecuencia instantánea f_0 del pulso generado aumenta de acuerdo a la expresión 4.17. En la fig. 4.20(a), se muestra el pulso con *chirp* generado y su frecuencia instantánea, alcanzando una f_0 = 10 GHz aproximadamente. Este valor es el doble del generado con la configuración anterior debido a que se ha aumentado el doble el retardo entre muestras τ_{MZI}. El espectro del pulso generado junto con la función de transferencia teórica del filtro fotónico se muestran en la fig. 4.20(b), observándose de nuevo la correspondencia entre ambos.

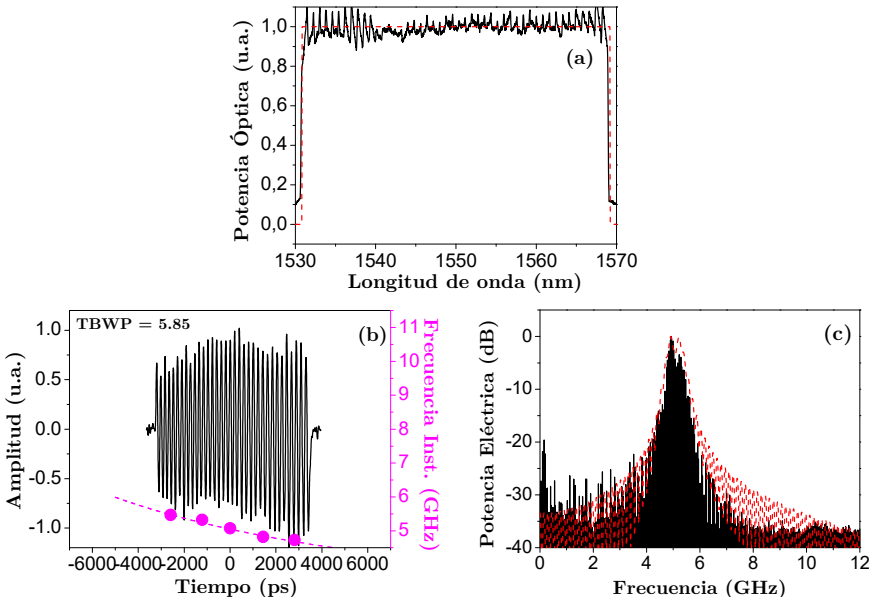

Figura 4.19 (a) Distribución espectral de potencia seleccionada de la fuente óptica, (b) forma de onda experimental del pulso con *chirp* generado (línea negra) y su correspondiente frecuencia instantánea medida (puntos magentas) y teórica (línea discontinua magenta) y (c) espectro eléctrico del pulso generado (línea negra) y función de transferencia teórica del filtro fotónico (línea discontinua roja), para un $\tau_{\mathrm{MZI}} = 7$ ps.

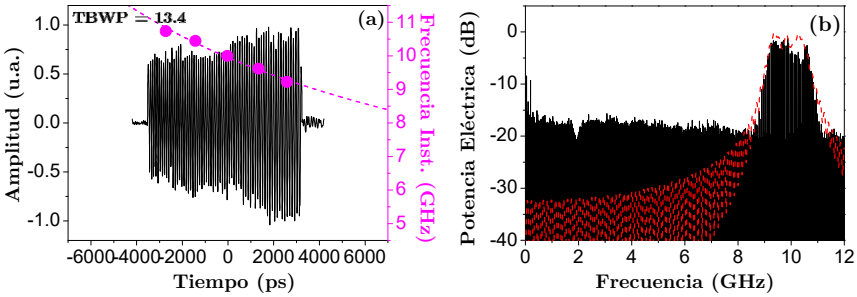

Figura 4.20 (a) Forma de onda experimental del pulso con *chirp* generado (línea negra) y su correspondiente frecuencia instantánea medida (puntos magentas) y teórica (línea discontinua magenta) y (b) espectro eléctrico del pulso generado (línea negra) y función de transferencia teórica del filtro fotónico (línea discontinua roja), para un $\tau_{\mathrm{MZI}} = 14.2$ ps.

Como se observa en la fig. 4.20(a), la envolvente del pulso generado sigue determinada por el perfil uniforme de la fuente óptica. En este caso, el pulso generado tiene una duración de 6.7 ns, muy parecida a la configuración anterior debido a que la dispersión no ha variado al mantenerse la misma

dispersión con el enlace SMF de L = 10 km. Sin embargo, el rango de frecuencia instantánea se ha situado entre 11 y 9 GHz con un Δf =2 GHz, doblando el valor conseguido con la configuración anterior al haberse duplicado el retardo entre muestras τ_{MZI}. Finalmente, el TBWP obtenido ha sido de 13.4, prácticamente el doble que el anterior al doblarse el ancho de banda de frecuencia instantánea y mantenerse la duración del pulso.

Finalmente, para mostrar la capacidad del sistema para controlar independientemente el valor del TBWP y la frecuencia instantánea f_0 del pulso con *chirp* generado, se ha reconfigurado el sistema para aumentar el TBWP pero manteniendo los valores de frecuencia instantánea del pulso generado. Para ello, se ha cambiado la dispersión del sistema mediante un enlace SMF de L = 20 km. Con esto, la duración del pulso generado aumenta. La VDL se ha reajustado fijando un retardo entre muestras τ_{MZI} = 28.4 ps para mantener la frecuencia instantánea f_0 en torno a 10 GHz de acuerdo a la expresión (4.16). En la fig. 4.21(a), se muestra el pulso generado y su correspondiente frecuencia instantánea, manteniendo una f_0 = 10 GHz y un Δf = 2 GHz, como los conseguidos en la configuración anterior. Sin embargo, el pulso generado tiene una duración de 13.2 ns, prácticamente el doble que anteriormente, debido a la dispersión que ha sido introducida con el enlace SMF de L = 20 km. El TBWP correspondiente ha aumentado a 26.4 al doblarse la duración del pulso y mantenerse el ancho de banda de frecuencia instantánea. Finalmente, en la fig. 4.21(b) se muestra el espectro del pulso con *chirp* generado que se corresponde con la función de transferencia teórica del filtro fotónico calculada a partir de la expresión (4.15), también representada en la figura con un trazo rojo discontinuo.

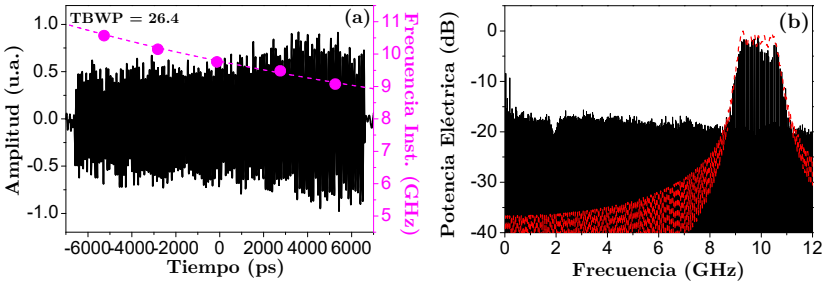

Figura 4.21 (a) Forma de onda experimental del pulso con *chirp* generado (línea negra) y su correspondiente frecuencia instantánea medida (puntos magentas) y teórica (línea discontinua magenta) y (b) espectro eléctrico del pulso generado (línea negra) y función de transferencia teórica del filtro fotónico (línea discontinua roja), para un τ_{MZI} = 28.4 ps.

Por otra parte, el ajuste de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica mediante el OCS permite el control de la envolvente del pulso generado. Y, como es sabido, los pulsos con *chirp* tienen un interés especial en aplicaciones radar [49]. En este sentido, se ha buscado la optimización de la envolvente de los pulsos generados para maximizar su distancia de cobertura en su aplicación de radar de compresión de pulsos. En un sistema radar típico, la distancia de cobertura está relacionada con la señal transmitida de la forma [50]:

$$d^4 \propto E \tag{4.20}$$

De esta manera, un pulso con *chirp* con una distribución espectral de potencia que maximice la energía (E) de la forma de onda permitirá alcanzar una distancia de cobertura mayor. En las figs. 4.22(b), (d), (f) y (h) se muestran los pulsos con *chirp* generados para una distribución espectral de potencia de la fuente óptica uniforme, gradual, tangente hiperbólica y uniforme, que se corresponden con las figs. 4.22(a), (c), (e) y (g), respectivamente. La dispersión total se introduce mediante un enlace SMF de L = 10 km y un retardo entre muestras configurado en el MZI de τ_{MZI} = 7 ps. Como se puede observar, el perfil de potencia de la fuente óptica que maximiza la energía del pulso generado es la uniforme, pudiendo alcanzar una distancia de cobertura mayor, de acuerdo a la expresión (4.20).

El radar de compresión de pulsos es una tecnología en la que mediante un filtrado adaptado en la etapa de recepción se realiza una compresión de los pulsos recibidos. En este sistema, el uso de pulsos cuya frecuencia instantánea varía con el tiempo permite una mejora en la resolución espacial del sistema [34], por ello, el interés de los pulsos con *chirp* en esta tecnología. El filtrado adaptado realizado en este tipo de sistemas se puede evaluar mediante la autocorrelación de la señal [34]. De esta manera, es posible estimar el factor de compresión comparando las anchuras temporales de la autocorrelación y del pulso original. En este sentido, para el pulso generado con el perfil de potencia uniforme de la fig. 4.22(g) para el que se ha demostrado que se maximiza la distancia de cobertura del radar, se ha calculado su autocorrelación para obtener el valor del factor de compresión correspondiente. En la fig. 4.23 se muestra la autocorrelación del pulso generado representado en la fig. 4.22(h). Las duraciones del pulso generado y de su autocorrelación son T_{FWHM} = 6.5 y 1.96 ns, respectivamente, obteniendo un factor de compresión de 3.48.

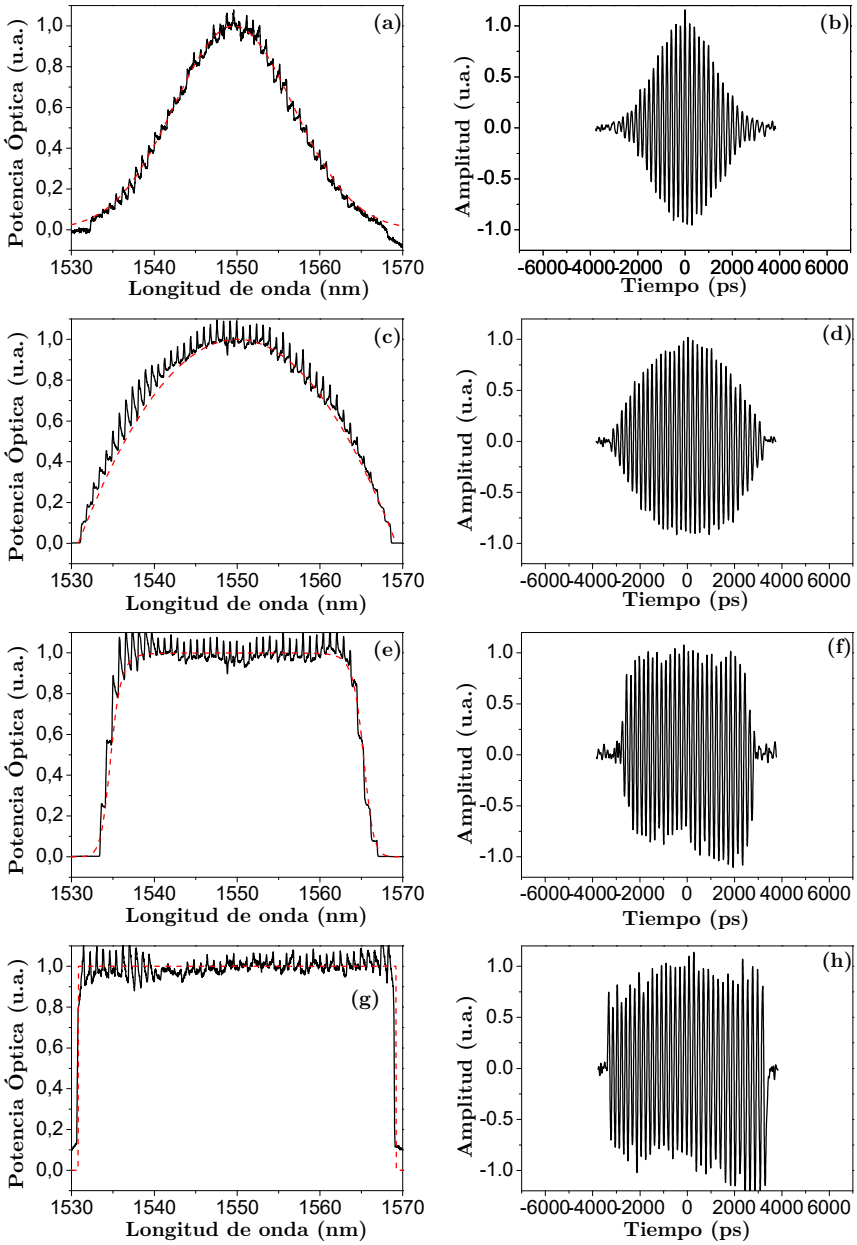

Figura 4.22 Distribución espectral de potencia de la fuente óptica experimental (línea negra) y teórica (línea discontinua roja) para un perfil Gaussiano (a), gradual (c), tangente hiperbólica (e) y uniforme (g) y la forma de onda generada correspondiente (b), (d), (f) y (h), respectivamente.

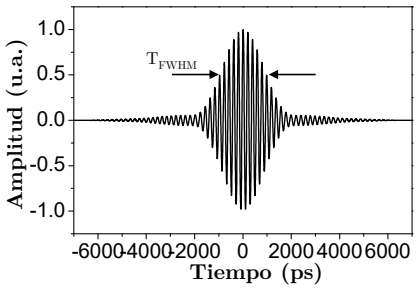

Figura 4.23 Autocorrelación del pulso con *chirp* generado para una distribución espectral de potencia uniforme de la fuente óptica.

Publicaciones del capítulo

Los objetivos de este capítulo han sido reconocidos por la comunidad científica en las siguientes publicaciones internacionales:

Sistema generador punto 4.1.1

1. V. Moreno, **M. Rius**, J. Mora, M. A. Muriel, and J. Capmany, "UWB Monocycle Generator Based on the Non-Linear Effects of an SOA-Integrated Structure," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 26, no. 7, pp. 690-693, April1, 2014.

2. **M. Rius**, J. Mora, J. Capmany, V. Moreno, and M. A. Muriel, "Generation of an UWB monocycle employing cross-phase modulation in a SOA-MZ interferometer," 2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Alexandria, VA, 2013, pp. 194-197.

Sistema generador punto 4.1.2

3. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "High-Order UWB Pulses Generation Adaptable to Bi-Phase Modulation," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 28, no. 21, pp. 2371-2374, Nov.1, 1 2016.

4. M. Bolea, **M. Rius**, J. Mora, and J. Capmany, "Ultra-wideband pulses generation by means of incoherent optical processing compatible with radio-over-fibre systems," 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Paphos, 2015, pp. 1-4.

Sistema generador punto 4.1.3

5. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Multiband-UWB Signals Generation Based on Incoherent Microwave Photonic Filters," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 26, no. 2, pp. 142-145, Jan.15, 2014.

Sistema generador punto 4.2.1

6. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Incoherent Photonic Processing for Chirped Microwave Pulse Generation," in **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 29, no. 1, pp. 7-10, Jan.1, 1 2017.

Sistema generador punto 4.2.2

7. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Experimental photonic generation of chirped pulses using nonlinear dispersion-based incoherent processing," **Optics Express** 23, 13634-13640 (2015)

8. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Chirped Waveform Generation With Envelope Reconfigurability for Pulse Compression Radar," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 28, no. 7, pp. 748-751, April1, 1 2016.

Referencias

[1] J. Dong, X. Zhang, Y. Zhang, and D. Huang, "Optical UWB doublet pulse generation using multiple nonlinearities of a single SOA," Electronics Letters, vol. 44, no. 18, pp. 1083–1085, Aug. 2008.

[2] M. Ran, B. Lembrikov, and Y. Ben Ezra, "Ultra-wideband radio-over-fiber concepts, technologies and applications," IEEE Photonics Journal, vol. 2, no. 1, pp. 36–48, Feb. 2010.

[3] F. Wang, J. Dong, E. Xu, and X. Zhang, "All-optical UWB generation and modulation using SOA-XPM effect and DWDM-based multi-channel frequency discrimination," Optics Express, vol. 18, no. 24, pp. 24 588–24 594, Nov. 2010.

[4] V. Moreno, M. Rius, J. Mora, M. A. Muriel, and J. Capmany, "UWB Doublet Generation Employing Cross-Phase Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier Mach–Zehnder Interferometer," IEEE Photonics Journal, vol. 5, no. 6, pp. 7101106-7101106, Dec. 2013.

[5] J. Shao, and J. Sun, "Photonic ultrawideband impulse radio shape modulation based on dual-filter tuning," Optics Letters, vol. 38, pp. 232-234, January 2013.

[6] P. Li, H. Chen, X. Wang, H. Yu, M. Chen, and S. Xie, "Gigabit/s Photonic Generation, Modulation and Transmission for a Reconfigurable Impulse Radio UWB Over Fiber System" IEEE Photonics Journal, vol. 4, pp. 805-816, June 2012.

[7] K. Xu, X. Wu, J. Y. Sung, Z. Cheng, C. W. Chow, Q. H. Song, and H. I. Tsang, "Amplitude and Phase Modulation of UWB Monocycle Pulses on a Silicon Photonic Chip," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 28, pp. 248-251, February 2016.

[8] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Flexible Monocycle UWB Generation for Reconfigurable Access Networks," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 12, pp. 878-880, June15, 2010.

[9] T. B. Gibbon *et al.*, "3.125 Gb/s Impulse Radio Ultra-Wideband Photonic Generation and Distribution Over a 50 km Fiber With Wireless Transmission," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, no. 2, pp. 127-129, Feb. 2010.

[10] J. B. Jensen, R. Rodes, A. Caballero, X. Yu, T. B. Gibbon, and I. T. Monroy, "4 Gbps Impulse Radio (IR) Ultra-Wideband (UWB) Transmission over 100 Meters Multi Mode Fiber with 4 MetersWireless Transmission," Optics Express 17, 16898-16903 (2009).

[11] G. R. Aiello, and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," IEEE Microwave Magazine, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, (2003).

[12] J. Yao, "Photonics for Ultrawideband Communications," IEEE Microwave Magazine, vol. 10, no.4, pp. 82-95, Jun 2009.

[13] F. Nekoogar, "Ultra-Wideband communications: fundamentals and applications," Prentice Hall: United States of America, (2006).

[14] V. Moreno, M. Rius, J. Mora, M. A. Muriel, and J. Capmany, "UWB Monocycle Generator Based on the Non-Linear Effects of an SOA-Integrated Structure," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, no. 7, pp. 690-693, April1, 2014.

[15] M. Manzanedo, J. Mora, and J. Capmany, "Continuously tunable microwave photonic filter with negative coefficients using cross phase modulation in a SOA-MZ interferometer," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, no. 7, pp. 526–528, Apr. 2008.

[16] C. Henry, "Theory of the linewidth of semiconductor lasers," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 18, no. 2, pp. 259-264, Feb 1982.

[17] H. Sheng, P. Orlik, A. M. Haimovich, L. J. Cimini, and Jinyun Zhang, "On the spectral and power requirements for ultra-wideband

transmission," Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on, 2003, pp. 738-742 vol.1.

[18] V. Moreno, M. Rius, J. Mora, M. A. Muriel, and J. Capmany, "Integrable high order UWB pulse photonic generator based on cross phase modulation in a SOA-MZI," Optics Express 21, 22911-22917 (2013).

[19] P. Muñoz, J. Capmany, D. Pérez, J. H. den Besten, J. S. Fandiño, and J. David Doménech, "Integrated microwave photonics: State of the art and future trends," 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Graz, 2014, pp. 1-4.

[20] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "High-Order UWB Pulses Generation Adaptable to Bi-Phase Modulation," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 28, no. 21, pp. 2371-2374, Nov.1, 1 2016.

[21] M. Bolea, M. Rius, J. Mora, and J. Capmany, "Ultra-wideband pulses generation by means of incoherent optical processing compatible with radio-over-fibre systems," 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Paphos, 2015, pp. 1-4.

[22] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "High-order UWB pulse generation based on a microwave photonic filter using incoherent optical sources," Microwave Photonics, 2011 International Topical Meeting on & Microwave Photonics Conference, 2011 Asia-Pacific, *MWP/APMP*, Singapore, 2011, pp. 462-465.

[23] H. Chen, T. Wang, M. Li, M. Chen, and S. Xie, "Optically tunable multiband UWB pulse generation," Optics Express, vol. 16, no. 10, pp. 7447–7451, May 2008.

[24] H. Chen, C. Qiu, M. Chen, and S. Xie, "Multiband UWB pulse generation using hybrid photonic microwave filters," Proc. OFC Conference, Feb. 2008, pp. 1–3, paper JThA66.

[25] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Photonic arbitrary waveform generation applicable to multiband UWB communications," Optics Express, vol. 18, no. 25, pp. 26259–26267, Dec. 2010.

[26] J. Peng *et al.*, "Multiband Ultra-Wideband Signal Generation With Quadrupled Capacity by a Single Modulator," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 28, no. 16, pp. 1731-1734, Aug.15, 15 2016.

[27] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Multiband-UWB Signals Generation Based on Incoherent Microwave Photonic Filters," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, no. 2, pp. 142-145, Jan.15, 2014.

[28] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Optical UWB pulse generator using an N tap microwave photonic filter and phase inversion adaptable to different pulse modulation formats," Optics Express, vol. 17, pp. 5023-5032, March 2009.

[29] J. Capmany, J. Mora, B. Ortega, and D. Pastor, "Microwave photonic filters using low-cost sources featuring tenability, reconfigurability and negative coefficients," Optics Express, vol. 13, pp. 1412-1417, Feb 2005.

[30] J. G. Proakis, "Digital Communications," (McGraw-Hill, 1995, 1)

[31] M. Skolnik, "Radar Handbook," (McGraw-Hill, 2008, 1).

[32] M. Bertero, M. Miyakawa, P. Boccacci, F. Conte, K. Orikasa, and M. Furutani, "Image restoration in chirp-pulse microwave CT (CP-MCT)," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol 47, pp. 690-698, 2000.

[33] C. Wang, and J. Yao, "Large Time-Bandwidth product microwave arbitrary waveform generation using a spatially chirped fiber Bragg grating," Journal of Lightwave Technology, 28, 1652-1660 (2010).

[34] C. Wang, and J. Yao, "Chirped microwave pulse generation based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping using a Sagnac-loop mirror incorporating a chirped fiber Bragg grating," Journal of Lightwave Technology, 27, 3336-3341 (2009).

[35] M. Li, and J. P. Yao, "Photonic generation of continuously tunable chirped microwave waveforms based on a temporal interferometer incorporating an optically-pumped linearly-chirped fiber Bragg grating," IEEE Transactions Microwave Theory Technology, 50, 3531-3537 (2011).

[36] H. Chi, and J. Yao, "Chirped RF pulse generation based on optical spectral shaping and wavelength-to-time mapping using a nonlinearly chirped fiber Bragg grating," Journal of Lightwave Technology, 26, 1282-1287 (2008).

[37] C. Wang, and J. Yao, "Photonic generation of chirped millimeter-wave pulses based on nonlinear frequency-to-time mapping in a nonlinearly

chirped fiber Bragg grating," IEEE Transactions Microwave Theory Technology, 56, 542-543, (2008).

[38] H. Chi, and J. Yao, "All-fiber chirped microwave pulses generation based on spectral shaping and wavelength-to-time conversion," IEEE Transactions Microwave Theory Technnology, 55, 1958-1963 (2007).

[39] M. Li, C. Wang, W. Li, and J. Yao, "An unbalanced temporal pulse shaping system for chirped microwave waveform generation," IEEE Transactions Microwave Theory Technology, 58, 2968-2975 (2010).

[40] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Incoherent Photonic Processing for Chirped Microwave Pulse Generation," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 29, no. 1, pp. 7-10, Jan.1, 1 2017.

[41] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Experimental photonic generation of chirped pulses using nonlinear dispersion-based incoherent processing," Optics Express 23, 13634-13640 (2015).

[42] M. Rius, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Chirped Waveform Generation With Envelope Reconfigurability for Pulse Compression Radar," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 28, no. 7, pp. 748-751, April1, 1 2016.

[43] J. Mora, B. Ortega, A. Díez, J. L. Cruz, M. V. Andrés, J. Capmany, and D. Pastor, "Photonic microwave tunable single-bandpass filter based on a Mach-Zehnder interferometer," Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no 7, pp. 2500-2509, (2006).

[44] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Highly chirped single-bandpass microwave photonic filter with reconfiguration capabilities," Optics Express 19, 4566-4576 (2011).

[45] C. Dorrer, "Statistical analysis of incoherent pulse shaping," Optics Express, vol. 17, no. 5, pp. 3341-3352, (2009).

[46] V. Torres-Company, J. Lancis, P. Andrés, "Incoherent frequency-to-time mapping: application to incoherent pulse shaping," Journal of the Optical Society of America A, vol. 24, no. 3, pp. 888-894, (2007).

[47] Y. Park, and J. Azaña, "Ultrahigh dispersion of broadband microwave signals by incoherent photonic processing," Optics Express, vol. 18, pp. 14752-14761, July 2010.

[48] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Nonlinear dispersion-based incoherent photonic processing for microwave pulse generation with full reconfigurability," Optics Express, vol. 20, pp. 6728-6736, March 2014.

[49] M. Skolnik, "Radar Handbook," 3rd ed. vol. 1, McGraw-Hill: United States of America, (2008).

[50] M. R Ducoff, and B. W. Tietjen, "Pulse Compression Radar," Radar Handbook, 3rd ed. USA, McGraw-Hill, 2008.

5

Conclusiones y líneas futuras

5.1 Conclusiones

El estudio de sistemas fotónicos para la generación de señales arbitrarias de microondas basados en esquemas de filtrado fotónico incoherente ha sido el objetivo fundamental de esta tesis doctoral. En primer lugar, el estudio se ha centrado en el desarrollo teórico cuyo resultado principal ha sido la obtención de una expresión de la función de transferencia general que describe los sistemas generadores propuestos basados en MWPF. En segundo lugar, se han propuesto estructuras de filtrado fotónico incoherente adaptadas para la generación de señales arbitrarias de microondas. Los sistemas fotónicos presentados en este trabajo han sido evaluados teóricamente a partir de las expresiones de la función de transferencia o respuesta impulso-temporal obtenidas previamente. Además, se han realizado montajes experimentales de los sistemas propuestos que han permitido evaluarlos experimentalmente y comparar los resultados obtenidos con las simulaciones teóricas. Se han generado formas de onda arbitrarias como las utilizadas en la tecnología UWB y también pulsos con *chirp*. Con esto, se ha validado la capacidad de generación de señales arbitrarias de microondas de los esquemas fotónicos propuestos.

La introducción de la MWP en el campo de la generación de señales arbitrarias de microondas ha permitido el desarrollo de sistemas fotónicos que han superado las limitaciones tradicionales de velocidad y ancho de banda de los sistemas de generación eléctricos. En este sentido, frente a las diferentes técnicas propuestas en la literatura que hacen uso del conformado de fuentes ópticas coherentes, los sistemas fotónicos de generación basados en estructuras de filtrado fotónico incoherente destacan por su capacidad de reconfiguración, sintonizabilidad y generación de formas de onda con características espectrales, temporales y de potencia específicas. En concreto, la utilización de esquemas de filtrado fotónico incoherente aporta sencillez de funcionamiento y estabilidad por el uso de fuentes ópticas incoherentes. Adicionalmente, no sólo pueden ser introducidos directamente en redes RoF por el hecho de trabajar en el dominio óptico, sino que también es posible utilizar la propia fibra óptica de la red RoF como elemento dispersivo del filtro fotónico.

Respecto a las diferentes formas de onda arbitrarias que han despertado interés para ser generadas utilizando sistemas fotónicos, destacan las propias de la tecnología UWB, tanto IR-UWB como MB-UWB, por su aplicación en

el ámbito de las WPAN, y los pulsos con *chirp,* por su aplicación en sistemas radar y captura de imágenes.

Conclusiones del desarrollo teórico

Con el estudio de los sistemas generadores basados en MWPF realizado en el capítulo 3, se ha caracterizado de manera teórica y experimental el comportamiento de este tipo de estructuras fotónicas, permitiendo su aplicación y entendimiento como sistemas de generación de señales arbitrarias de microondas.

Los sistemas generadores basados en MWPF permiten realizar el procesamiento de la señal de RF en el dominio óptico. Aprovechando las ventajas intrínsecas de trabajar en el dominio óptico, la propia estructura permite que sean fácilmente reconfigurables y sintonizables, posibilitando un buen ajuste y configuración de las señales de RF generadas a la salida de la estructura.

Se ha realizado un estudio general del comportamiento de los sistemas generadores basados en MWPF en régimen de pequeña y gran señal. Estos casos aplican a escenarios con bajo y alto índice de modulación, respectivamente. En este punto, se ha abordado la respuesta en frecuencia de los armónicos generados por la no linealidad del sistema, derivada principalmente de los procesos de conversión E/O y O/E. El objetivo principal de esta parte de la tesis doctoral ha sido la realización de un desarrollo teórico para el cálculo de la expresión general de la función de transferencia de los sistemas generadores basados en MWPF empleando una fuente óptica de entrada arbitraria y un POS genérico. Además, esta expresión general ha sido calculada tanto para el tono fundamental como para cada uno de los armónicos generados en régimen de gran señal. Posteriormente, se ha particularizado esta expresión general para los filtros con un POS formado por líneas de retardo y con un POS formado por elementos dispersivos, que son los dos esquemas de filtrado utilizados como sistemas de generación de señales arbitrarias en el capítulo 4. Así mismo, se han obtenido las respuestas impulso-temporales de estos dos esquemas.

Se ha demostrado que en el caso de un generador basado en un MWPF con un POS formado por líneas de retardo, el término de la función de transferencia correspondiente al filtrado depende únicamente de la amplitud y el retardo introducido en cada uno de los tramos del POS. Además, se ha

visto que la función de transferencia depende únicamente de la fuente óptica por la potencia óptica total de entrada al sistema, obteniendo el mismo tipo de procesamiento independientemente del perfil espectral de la fuente óptica. La condición que se exige en este caso es que la fuente óptica tenga un ancho de banda mayor que el FSR para que el filtro pueda operar bajo el régimen incoherente, siendo el tiempo de coherencia de la fuente óptica menor que el retardo entre muestras adyacentes.

En cambio, en el caso de un sistema generador basado en un MWPF con un POS formado por elementos dispersivos, el término de la función de transferencia correspondiente al filtrado depende de la potencia del espectro de la fuente óptica y de la dispersión introducida por el procesador óptico, siendo este esquema más versátil que el anterior al poderse implementar más tipos de filtrados.

Por otra parte, se ha demostrado que, en ambos tipos de sistemas generadores, la función de transferencia de cada armónico resulta ser una función escalada de la respuesta en frecuencia del tono fundamental. Además, la diferencia adicional entre los sistemas basados en líneas de retardo y los basados en elementos dispersivos es que el efecto de supresión de portadora para cada armónico ha de tenerse en cuenta cuando la dispersión asociada al elemento dispersivo sea considerable.

Para finalizar el estudio realizado en el capítulo 3, se han obtenido medidas experimentales en régimen de pequeña y gran señal de la respuesta en frecuencia y de la distorsión armónica de dos tipos de sistemas fotónicos con un POS formado por elementos dispersivos y diferenciados por el tipo de fuente óptica utilizada. Estas medidas han validado el desarrollo teórico realizado y han puesto de manifiesto la importancia de contemplar la distorsión armónica en el proceso de adaptación de un MWPF como sistema de generación de señal de microondas. Concretamente, se ha demostrado que el sistema que utiliza la estructura interferométrica genera menor distorsión armónica que el filtro basado en AWGs. Este ejemplo ha permitido demostrar el interés de considerar los armónicos de orden superior en el diseño e implementación de generadores fotónicos a través de la función de transferencia general que se ha desarrollado.

Conclusiones del estudio experimental

En el capítulo 4, se han propuesto y demostrado experimentalmente distintos sistemas basados en MWPF configurados para la generación de señales arbitrarias de microondas. A partir del desarrollo teórico realizado en el capítulo 3, se ha obtenido la función de transferencia o la respuesta impulso-temporal particulares, según el caso, para cada sistema y se han realizado simulaciones numéricas obteniendo la respuesta teórica. Además, se han presentado y comparado las medidas experimentales de las formas de onda generadas con las respuestas teóricas obtenidas para cada sistema. De esta manera, se ha validado el desarrollo teórico realizado en la tesis y se ha demostrado la capacidad de los sistemas propuestos para la generación de señales arbitrarias de microondas.

Por una parte, se han presentado los esquemas experimentales de los sistemas fotónicos propuestos para la generación de señales UWB. En primer lugar, para la generación de señales IR-UWB, se ha presentado el sistema basado en un MWPF de dos coeficientes (positivo y negativo), compuesto por SOAs y procesado mediante líneas de retardo. En una primera fase, se generan un pulso positivo y uno negativo mediante una estructura SOA-MZI alimentada por un conjunto de fuentes láser. Una de ellas actúa como señal de bombeo y el resto son las señales que se van a procesar para la implementación de la forma de onda. De esta manera, se generan dos muestras de diferente signo de la señal óptica. La utilización de los SOAs se fundamenta en su bajo consumo, alta velocidad y flexibilidad, además del aprovechamiento de la XPM. En una segunda fase, un POS formado por atenuadores ópticos y VDLs permite un control de la amplitud y el retardo de ambos pulsos, generando la forma de onda deseada.

La capacidad de generación del sistema se ha demostrado obteniendo experimentalmente un monociclo. Sin embargo, gracias a la escalabilidad del esquema experimental, podrían obtenerse formas de onda IR-UWB de orden superior aumentando los coeficientes del filtro mediante la incorporación de un mayor número de fuentes láser y canales en el POS.

Además, se ha demostrado experimentalmente la capacidad del sistema para su adaptación al formato de modulación PAM generando diferentes tramas de datos con este tipo de modulación. Así mismo, la flexibilidad de este esquema permitiría fácilmente su adaptación a otros formatos de

modulación como PPM o BPM. Por otra parte, la buena capacidad de integración de este sistema permitiría su implementación en un PIC.

En segundo lugar, para la generación de señales IR-UWB de orden superior se ha presentado el sistema basado en un MWPF compuesto por una fuente incoherente y un POS formado por un elemento dispersivo lineal. El término lineal del elemento dispersivo hace referencia a que se considera nula la dispersión de segundo orden (φ_3). Respecto al sistema anterior, el hecho de utilizar una única fuente incoherente como fuente óptica, permite reducir el coste y reduce la complejidad del sistema, evitando realizar un control de la polarización de cada una de las fuentes láser. Además, la ausencia de estructuras interferométricas aumenta la estabilidad de la solución.

En este caso, mediante un OCS se controla el perfil de potencia de la fuente incoherente, obteniendo las muestras de la señal óptica y aumentando el número de coeficientes del filtro fotónico respecto al sistema anterior. Posteriormente, mediante el elemento dispersivo lineal se introduce el retardo necesario entre las muestras de la señal óptica.

La capacidad de generación del sistema se ha demostrado obteniendo experimentalmente desde monociclos hasta señales IR-UWB de orden superior como dobletes, tripletes y cuadretes. Con esto, se demuestra la gran capacidad de reconfiguración y flexibilidad del sistema para generar formas de onda distintas. Así mismo, se ha demostrado que la posibilidad de controlar el perfil de potencia de la fuente óptica permite mejorar el ajuste del espectro de las formas de onda generadas a la máscara FCC que regula los requerimientos espectrales de las señales UWB. Adicionalmente, se ha comprobado la capacidad del sistema para eliminar por completo la banda base de las formas de onda generadas mediante la reconfiguración de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica y el reajuste de la tasa de modulación de la señal óptica. Finalmente, se ha demostrado experimentalmente la capacidad del sistema para su adaptación al formato de modulación BPM generando formas de onda invertidas de los monociclos y señales IR-UWB de orden superior.

En tercer lugar, se ha presentado el esquema experimental de un sistema basado en un MWPF configurado para la generación de señales MB-UWB. El sistema se basa en un MWPF de coeficientes positivos y negativos

compuesto por una fuente incoherente y un procesado mediante un elemento dispersivo lineal.

A diferencia del sistema anterior, el ranurado de la fuente incoherente se realiza con una estructura de AWGs concatenados que permiten un ajuste discreto entre las muestras de la señal óptica. La amplitud de las muestras se controla con atenuadores variables situados en cada uno de los canales ópticos de la estructura de AWGs. Por otra parte, introduciendo una inversión de fase en los dos moduladores utilizados, se consigue la diferencia de signo entre los diferentes coeficientes del filtro fotónico.

La capacidad de generación del sistema se ha demostrado obteniendo experimentalmente señales MB-UWB. Así mismo, se ha comprobado que la flexibilidad del sistema para controlar la amplitud de las muestras de la señal óptica permite ajustar perfectamente el espectro de las señales generadas a la máscara de requerimientos espectrales de la FCC. Finalmente, se ha demostrado la capacidad del sistema para sintonizar la frecuencia central de la señal generada mediante la dispersión introducida por elemento dispersivo.

Una vez presentados los esquemas experimentales de los sistemas para la generación de señales UWB, se han presentado los utilizados para la generación de pulsos con *chirp*. En primera instancia, se ha utilizado un esquema experimental similar al presentado para la generación de pulsos IR-UWB de orden superior pero configurado para la generación de pulsos de microondas con *chirp*. La versatilidad de este sistema, basado en un MWPF compuesto por una fuente incoherente y procesado por un elemento dispersivo lineal, ha quedado manifiesta al permitir su reconfiguración para la generación de formas de onda arbitrarias diferentes como señales IR-UWB y pulsos con *chirp*.

La capacidad del sistema para controlar el *chirp* y la frecuencia instantánea del pulso generado depende tanto de la densidad espectral de potencia seleccionada en la fuente óptica como de la dispersión introducida por elemento dispersivo, obteniendo pulsos con *chirp* con valores diferentes de TBWP en función de la selección de los dos parámetros anteriores. Además, se ha demostrado la capacidad para la generación de pulsos con *chirp* de signo positivo y negativo controlando la densidad espectral de potencia de la fuente óptica mediante el OCS, generando pulsos en los que la frecuencia instantánea aumenta y disminuye a lo largo de la duración de

los mismos, respectivamente. Con este sistema, se ha conseguido generar un pulso con *chirp* con una frecuencia instantánea que varía en un rango de 4.21 GHz, alcanzando una frecuencia máxima de 5.5 GHz y obteniendo un TBWP de 11.33.

En segundo lugar, con el objetivo de generar pulsos con *chirp* de mayor frecuencia, se ha propuesto un sistema basado en un MWPF con una fuente óptica incoherente, un procesado mediante un elemento dispersivo no lineal (con una dispersión de segundo orden $\varphi_3 \neq 0$) y una estructura interferométrica MZI, seguido de una fotodetección diferencial.

En este caso, debido a la anchura de la fuente óptica seleccionada mediante el OCS y a la mayor longitud de los enlaces SMF utilizados que actúan como elemento dispersivo, los efectos de la dispersión de segundo orden φ_3 son relevantes. Esto permite inducir el *chirp* en el pulso generado, a diferencia del sistema anterior, donde el *chirp* viene determinado en primera instancia por el perfil de potencia de la fuente óptica.

Por una parte, se ha demostrado la capacidad de sintonización de la frecuencia central de la forma de onda generada mediante el ajuste del retardo entre muestras del MZI para enlaces SMF de diferente longitud. Así mismo, se ha conseguido la eliminación de la banda base en el espectro de la señal generada gracias a la fotodetección diferencial implementada, mejorando a su vez, la relación señal a ruido del pulso con *chirp* generado. Por otra parte, se ha generado un pulso con *chirp* con una frecuencia instantánea máxima de 11 GHz, variando en un rango de frecuencias de 2 GHz y obteniendo un TBWP máximo de 26.4. Con esto, se mejoran los resultados obtenidos anteriormente en cuanto a frecuencia máxima y TBWP. Además, se ha demostrado la capacidad del sistema para el control de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica mediante el ajuste del OCS, permitiendo un control de la envolvente del pulso generado. En este sentido, se ha buscado la optimización de la envolvente de los pulsos generados para maximizar su distancia de cobertura en su aplicación de radar de compresión de pulsos, resultando el perfil uniforme de la fuente óptica como el óptimo para ello.

5.2 Líneas Futuras

Los objetivos planteados al inicio de esta tesis doctoral se han alcanzado satisfactoriamente. Sin embargo, situándose en el contexto actual, es posible establecer unas líneas futuras de investigación que pueden ser abordadas para proseguir con el trabajo realizado. En este sentido, se han definido las siguientes líneas futuras:

- Adaptación de las estructuras fotónicas para la utilización de nuevos elementos dispersivos: el elemento dispersivo utilizado en los sistemas fotónicos propuestos en este trabajo ha sido un enlace SMF. No obstante, el uso de este tipo de elementos dispersivos, aunque permite su integración directa en redes RoF, hace que sea difícil la obtención de un dispositivo de pequeño tamaño. Además, sus parámetros dispersivos únicamente son controlables con la longitud del enlace lo que limita la rigidez del sistema. Sin embargo, la introducción de otro tipo de elementos dispersivos en el sistema como FBGs o cristales fotónicos, donde es posible definir el valor de los parámetros dispersivos de primer y de segundo orden, permitiría una reducción del tamaño del sistema, abriendo la puerta de una posible integración óptica del mismo.

- Ampliación del rango de frecuencias de trabajo ($>$ 30 GHz): con los sistemas fotónicos propuestos se han generado señales de microondas de hasta 11 GHz de frecuencia. No obstante, sería interesante subir en frecuencia hasta la banda de las señales milimétricas que se encuentran por encima de los 30 GHz. Por ello, se podría estudiar la adaptación de los esquemas propuestos para poder obtener señales en esa banda de frecuencias. En ese caso, se necesitaría hacer uso de generadores de pulsos de RF operando a una tasa de bits cercana a 40 Gb/s para incrementar el contenido espectral del pulso eléctrico a la entrada del sistema.

- Aumento de la flexibilidad del sistema mediante nuevas estructuras: la utilización de estructuras interferométricas de más de dos caminos ópticos permitiría la generación de múltiples resonancias al mismo tiempo. Por otra parte, la utilización de conformadores de onda (*Waveshapers*) incrementaría el control que se tiene sobre la señal generada. Por ejemplo, en el caso de los pulsos con *chirp*, se podría

controlar fácilmente tanto la magnitud como el signo del *chirp* al mismo tiempo.

- Análisis de la relación señal a ruido de los sistemas generadores propuestos. En todo sistema de MWP existen fuentes de ruido y, en este caso, el ruido de un sistema generador de señales de microondas se traslada a las formas de onda generadas. El estudio de las fuentes de ruido del sistema posibilitaría la identificación y caracterización de las mismas, pudiéndose evaluar su reducción mediante la implementación de diferentes soluciones, con el fin de mejorar la relación señal a ruido del sistema y obtener formas de onda de mayor calidad.
- Versión integrada de los sistemas propuestos: la investigación y desarrollo en el campo de la IMWP ha crecido exponencialmente en los últimos años. En este contexto, sería interesante evaluar el estado de la tecnología integrada ante la posibilidad de implementar en un PIC las estructuras de filtrado fotónico incoherente adaptadas para la generación de señales que han sido propuestas en esta tesis.

A

Publicaciones

A.1 Publicaciones en revistas científicas

1. **M. Rius**, J. Mora, M. Bolea, and J. Capmany, "Harmonic distortion in microwave photonic filters," **Optics Express** 20, 8871-8876 (2012).
2. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Multiband-UWB Signals Generation Based on Incoherent Microwave Photonic Filters," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 26, no. 2, pp. 142-145, Jan.15, 2014.
3. V. Moreno, **M. Rius**, J. Mora, M. A. Muriel, and J. Capmany, "UWB Monocycle Generator Based on the Non-Linear Effects of an SOA-Integrated Structure," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 26, no. 7, pp. 690-693, April1, 2014.
4. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, and J. Capmany, "Experimental photonic generation of chirped pulses using nonlinear dispersion-based incoherent processing," **Optics Express** 23, 13634-13640 (2015).
5. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Chirped Waveform Generation With Envelope Reconfigurability for Pulse Compression Radar," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 28, no. 7, pp. 748-751, April1, 1 2016.
6. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "High-Order UWB Pulses Generation Adaptable to Bi-Phase Modulation," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 28, no. 21, pp. 2371-2374, Nov.1, 1 2016.
7. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Incoherent Photonic Processing for Chirped Microwave Pulse Generation," **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 29, no. 1, pp. 7-10, Jan.1, 1 2017.

A.2 Contribuciones en conferencias

1. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, and J. Capmany, "Analysis of harmonic distortion involved in microwave photonic filters," 2011 IEEE

International Topical Meeting on Microwave Photonics, Singapore, 2011, pp. 29-32.

2. **M. Rius**, J. Mora, J. Capmany, V. Moreno, and M. A. Muriel, "Generation of an UWB monocycle employing cross-phase modulation in a SOA-MZ interferometer," 2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, Alexandria, VA, 2013, pp. 194-197.

3. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, y J. Capmany, "Evaluación experimental de un generador de pulsos con chirp mediante procesado fotónico incoherente utilizando elemento dispersivo no lineal," VIII Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL 2013).

4. M. Bolea, **M. Rius**, J. Mora, and J. Capmany, "Ultra-wideband pulses generation by means of incoherent optical processing compatible with radio-over-fibre systems," 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Paphos, 2015, pp. 1-4.

5. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, y J. Capmany, "Generación de pulsos UWB de Impulso-Radio de orden superior mediante el procesado adaptable a una modulación Bi-Fase de señales ópticas incoherentes," IX Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL 2015).

6. **M. Rius**, M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, y J. Capmany, "Generador de pulsos con chirp totalmente reconfigurable basado en un procesado óptico incoherente mediante un elemento dispersivo," XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2015).