

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA
DEPARTAMENT DE COMUNICACIONS

Fotónica de microondas aplicada a la interferometría de baja coherencia



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Tesis Doctoral

Jesús Benítez González

Supervisores:

José Mora Almerich

José Capmany Francoy

Valencia, abril 2019

A mis abuelos Juan y Juani...

*“Si A es el éxito en la vida,
entonces $A=x+y+z$.*

*Donde x es trabajo, y es diversión
y z es mantener la boca cerrada”.*

Albert Einstein

Agradecimientos

Como paso previo a lo puramente técnico (ya se oyen los bostezos...), quiero dedicar unas líneas a todas las personas que durante estos años me han apoyado en cada uno de los pasos que he dado hasta la finalización de esta tesis doctoral.

En primer lugar, quiero dar las gracias a José Mora y José Capmany, mis directores de tesis, por la oportunidad que me dieron en 2014 para iniciar el proyecto final de carrera con ellos, en lo que entonces era el GCOC, y finalizar una tesis doctoral en 2018 en el PRL. Han sido cuatro años de aprendizaje continuo y de verdad que ha sido un placer pertenecer a este grupo de investigación. Quiero agradecer de forma particular a Pepe ya que todas las charlas, consejos y horas de trabajo conjuntas han permitido que hoy pueda dar por terminado un trabajo del que me siento muy orgulloso y que, sin él, no habría sido posible. Muchos han sido los momentos de pelearnos con extensísimas expresiones matemáticas o con fenómenos sin explicación en el laboratorio y, en todo momento, he sentido que ambos remábamos en la misma dirección.

Mario, es una pena que no hayas sido mi director de tesis oficialmente, pero has ejercido como tal y por ello quiero agradecerte (mucho) todo el tiempo que has dedicado a ayudarme y a formarme. Desde que nos conocimos aquel agosto de 2015 en un laboratorio desierto hasta el día de hoy, has sido la persona a la que más puedo agradecer la ayuda prestada. De todas nuestras charlas me llevo que, si algo no funciona o no sale como quiero, es porque me he olvidado un 2π en algún lugar.

También quiero dar las gracias a todas las personas que forman el PRL. El ambiente de trabajo ha sido inmejorable y espero encontrarme allá donde vaya un grupo de personas tan profesionales y dispuestas como vosotros/as. Especial mención requieren Dani, Gloria y Luis por todos esos cafés, almuerzos, partidas de pádel, karts, conciertos y alguna que otra boda gitana. Gracias por todo. Valéis mucho.

Alberto, Luken, Adell, Alaitz, Arturo, Carlos y María. Vosotros representáis algo muy importante para mí y estoy muy orgulloso de todos y cada uno de vosotros. Gracias por vuestro apoyo continuo (en lo bueno y en lo malo) durante tantos años.

Papá y mamá, me siento un afortunado de teneros a los dos y, aunque sé que no soy la persona que más lo expresa del mundo, os quiero mucho y quiero agradecerlos muchísimo todo el apoyo que me habéis dado siempre, porque fuera cual fuera mi decisión, siempre habéis estado conmigo. A mis hermanos David y Laura quiero agradecerles ser como son, porque me siento muy orgulloso de ambos.

Gracias a todos y cada uno de vosotros.

Resumen

La interferometría de baja coherencia (*Low Coherence Interferometry*, LCI) es una técnica óptica de medida de distancias capaz de alcanzar resoluciones del orden de las micras en la dirección axial de la muestra. Su principio físico está basado en la generación de un patrón de interferencia que, tras ser procesado, permite obtener la información estructural de la muestra estudiada. Entre las aplicaciones de LCI, destaca el área de la medicina, principalmente debido a la naturaleza no invasiva de la técnica. En este sentido, la aplicación más reconocida es la tomografía de coherencia óptica (*Optical Coherence Tomography*, OCT), donde la obtención de imágenes en 2D y 3D mediante el uso de LCI permite realizar análisis y diagnósticos de diferentes tejidos biológicos. Entre otros campos de aplicación de esta técnica se encuentran el sensado o la caracterización de componentes ópticos. Sin embargo, existen también limitaciones asociadas a los sistemas LCI como su gran volumen y coste, sobre todo cuando se aplica al campo de la medicina, donde son necesarias estructuras ópticas más complejas. Asimismo, existe una importante limitación relacionada con el patrón de interferencia, ya que éste se captura en el dominio óptico donde es altamente sensible a las variaciones de temperatura o las vibraciones.

Por estos motivos, el objetivo principal de esta tesis doctoral se centra en el estudio de la técnica LCI a través de su combinación con el campo de la fotónica de microondas (*Microwave Photonics*, MWP). Las ventajas que puede aportar el campo MWP a LCI son numerosas, donde se puede destacar el análisis del patrón de interferencia en el dominio eléctrico en lugar de en el óptico, o la posibilidad de hacer uso de una tecnología mucho más madura como es la fotónica de microondas. El principio de operación de la técnica, denominada como MWP-LCI, está basado en el análisis de la función de transferencia del sistema cuando se considera una muestra concreta. Las características estructurales de dicha muestra generan diferentes resonancias de RF cuya posición y anchura dentro del espectro eléctrico se relacionan directamente con las diferentes capas de las que está compuesta la muestra. En este sentido, la tesis doctoral se centra, en primer lugar, en la demostración de la analogía existente entre las técnicas LCI y MWP-LCI. Posteriormente, se realizan diferentes propuestas de mejora y evolución a la estructura MWP-LCI más básica. Mediante el análisis teórico de dichas propuestas se demuestra que el uso de los conocimientos del área MWP permite superar las limitaciones ligadas a las primeras propuestas realizadas en MWP-LCI. Asimismo, se incluyen las demostraciones experimentales asociadas a todas las propuestas realizadas, alcanzando un excelente grado de concordancia con los resultados teóricos. Por último, se centra el análisis en los elementos clave que componen estas estructuras: la muestra, la fuente óptica y el elemento dispersivo. A través de las distintas evoluciones realizadas a la técnica MWP-LCI se ha podido demostrar experimentalmente que las sensibilidades alcanzadas se sitúan en torno a los 60 dB junto a resoluciones de 28 μm , siendo sencillo superar 1 cm de rango de operación.

Abstract

Low Coherence Interferometry (LCI) is an optical technique for distance measurements, able to reach the micron scale of resolution in the axial direction of the sample. Its physical principle is based on the generation of an interference pattern which, after processing, can reveal the structural information of the sample studied. Among all the LCI applications, the medical field arises as one of the most relevant, mainly due to the non-invasive nature of the technique. In this sense, the Optical Coherence Tomography (OCT) is one of the most recognizable applications, where the acquisition of 2D and 3D images by using LCI enables the analysis and diagnosis of different biological tissues. Among other fields of application of this technique, we can highlight sensing and the optical components characterization. Nevertheless, LCI systems also suffer from some limitations related to compactness and cost-effectiveness, mainly when it is applied to the medical field where more complex structures are required. Furthermore, it also exists a strong limitation related to the interference pattern mostly due to its acquisition in the optical domain, where it is highly sensitive to vibrations and temperature variations.

On this basis, the main objective of this Ph.D. is focused in the study of the LCI technique and its combination with the field of Microwave Photonics (MWP). The benefits that MWP can offer to LCI are numerous, among which we can highlight the analysis of the interference pattern in the electrical domain instead of in the optical domain, or the possibility to make use of a more mature technology as the field of MWP is. The principle of operation of this technique, labelled as MWP-LCI, is based on the analysis of the interference pattern of the system when a certain sample is considered. The structural features of that sample generate different RF resonances where their position and width in the electrical spectrum are directly related to the different layers that compose the sample. In this way, the current Ph.D. is focused, firstly, in the demonstration of the existing analogy between the LCI and MWP-LCI techniques. Afterwards, several upgrade proposals are made to develop the most basic MWP-LCI structure. By the corresponding theoretical analysis of those proposals, it is demonstrated that the use of the MWP field allows the possibility to improve the limitations related to the first demonstrations carried out in MWP-LCI. Moreover, the experimental demonstrations associated to all the proposals are included, showing an excellent agreement with the theoretical results. Finally, the analysis is focused in the key elements that compose these structures: the sample, the optical source and the dispersive element. Through the different improvements applied to the MWP-LCI technique, we have been able to experimentally demonstrate a sensitivity level of 60 dB with resolutions of 27 μm in a working range that can easily exceed 1 cm.

La interferometria de baixa coherència (Low Coherence Interferometry, LCI) és una tècnica òptica de mesura de distàncies capaç d'abastar resolucions de l'ordre de les micres en la direcció axial de la mostra. El seu principi físic es basa en la generació d'un patró d'interferència que, en ser processat, permet obtenir la informació estructural de la mostra estudiada. Entre les aplicacions d'LCI, destaca l'àrea de la medicina, principalment a causa de la naturalesa no invasiva de la tècnica. En aquest sentit, l'aplicació més reconeguda és la tomografia de coherència òptica (Optical Coherence Tomography, OCT), en què l'obtenció d'imatges en 2D i 3D mitjançant l'ús d'LCI permet portar a terme anàlisis i diagnòstics de diferents teixits biològics. Entre altres camps d'aplicació d'aquesta tècnica hi ha el sensat o la caracterització de components òptics. Tanmateix, hi ha també limitacions associades als sistemes LCI, com la grossària i el cost, sobretot quan s'aplica al camp de la medicina, en què són necessàries estructures òptiques més complexes. Així mateix, hi ha una limitació important relacionada amb el patró d'interferència, ja que aquest es captura en el domini òptic on és altament sensible a les variacions de temperatura o les vibracions.

Així doncs, l'objectiu principal d'aquesta tesi doctoral se centra en l'estudi de la tècnica LCI a través de la seua combinació amb el camp de la fòtonica de microones (Microwave Photonics, MWP). En són nombrosos, els avantatges que pot aportar el camp MWP a LCI, entre els quals es pot destacar l'anàlisi del patró d'interferència en el domini elèctric en comptes d'en l'òptic, o la possibilitat de fer ús d'una tecnologia molt més madura, com és la fòtonica del microones. El principi d'operació de la tècnica, que s'anomena MWP-LCI, es basa en l'anàlisi de la funció de transferència del sistema quan es considera una mostra concreta. Les característiques estructurals de la susdita mostra generen diferents ressonàncies d'RF, i la seua posició i amplitud dins de l'espectre elèctric es relacionen directament amb les diferents capes de què està composta la mostra. En aquest sentit, la tesi doctoral se centra, en primer lloc, en la demostració de l'analogia que existeix entre les tècniques LCI i MWP-LCI. Tot seguit, es porten a terme diferents propostes de millora i evolució a l'estructura MWP-LCI més bàsica. Mitjançant l'anàlisi teòrica de les esmentades propostes es demostra que l'ús dels coneixements de l'àrea MWP permet superar les limitacions lligades a les primeres propostes fetes en MWP-LCI. De la mateixa manera, s'inclouen les demostracions experimentals associades a totes les propostes fetes, amb la qual cosa s'ha assolit un excel·lent grau de concordança amb els resultats teòrics. Finalment, l'anàlisi se centra en els elements clau que componen aquestes estructures: la mostra, la font òptica i l'element dispersiu. A través de les diferents evolucions realitzades a la tècnica MWP-LCI s'ha pogut demostrar experimentalment que les sensibilitats assolides se situen al voltant dels 60 dB junt amb resolucions de 28 μm , tot sent senzill superar 1 cm de rang d'operació.

Contenidos

Contenidos	xv
Lista de figuras	xix
Lista de tablas	xxvii
Lista de acrónimos	xxix
Capítulo 1 Introducción	1
1.1. Interferometría de baja coherencia.....	3
1.2. Fotónica de microondas.....	8
1.3. Objetivos y estructura de la tesis	9
Capítulo 2 Interferometría de baja coherencia y analogía a través de la fotónica de microondas	13
2.1. Introducción.....	15
2.2. Interferometría de baja coherencia: dominio del tiempo	15
2.3. Interferometría de baja coherencia: dominio de la frecuencia.....	19
2.4. Aplicaciones de la interferometría de baja coherencia	24
2.4.1. Imagen.....	25
2.4.2. Sensado	28
2.4.3. Caracterización de componentes.....	31
2.5. Analogía de la interferometría de baja coherencia (LCI) a través de la fotónica de microondas (MWP): MWP-LCI	33
2.6. Parámetros clave en LCI y MWP-LCI.....	38
2.6.1. Resolución.....	39
2.6.2. Sensibilidad.....	40
2.6.3. Profundidad de penetración.....	41
2.6.4. Velocidad de escaneo.....	42
Capítulo 3 Generalización de la analogía y estructuras MWP-LCI avanzadas	45
3.1. Generalización de la estructura MWP-LCI típica: modulador detrás del interferómetro	47
3.1.1. Modulación de amplitud en doble banda lateral (AM-DSB)	51
3.1.2. Modulación de fase (PM).....	54
3.1.3. Modulación de amplitud en banda lateral única (AM-SSB)	56

3.2. Estructura MWP-LCI avanzada (I): modulador delante del interferómetro	58
3.2.1. Modulación de amplitud en banda lateral única (AM-SSB)	61
3.2.2. Aplicación de modelo característico sobre la muestra	63
3.2.3. Cambio en el tipo de detección: fotodetección balanceada	66
3.3. Estructura MWP-LCI avanzada (II): modulador dentro del interferómetro	69
3.3.1. Modulación de amplitud en doble banda lateral (AM-DSB) y con portadora suprimida (AM-DSBSC)	74
3.3.2. Modulación de fase (PM)	77
3.4. Muestra característica en sistemas MWP-LCI: modelo multicapa	79
3.4.1. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI típica	81
3.4.2. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI avanzada (I)	83
3.4.3. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI avanzada (II)	88
3.5. Fuentes ópticas pulsadas en sistemas MWP-LCI	89
3.6. Análisis de los efectos de la dispersión de tercer orden (TOD) en sistemas MWP-LCI	96
Capítulo 4 Demostración experimental de los sistemas MWP-LCI	105
4.1. Estructura MWP-LCI típica	107
4.1.1. Modulación AM-DSB	109
4.1.2. Modulación AM-SSB	110
4.1.3. Comparación de los parámetros clave de la estructura MWP-LCI típica con modulaciones AM-DSB y AM-SSB	112
4.1.4. Modulación PM	115
4.2. Estructura MWP-LCI avanzada (I)	117
4.3. Estructura MWP-LCI avanzada (II)	122
4.3.1. Modulación AM-DSBSC	123
4.3.2. Modulación PM	124
4.3.3. Comparación de los parámetros clave de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulaciones AM-DSBSC y PM	125
4.4. Muestra característica en estructuras MWP-LCI experimentales: sistemas con muestra multicapa y sistema multiplexado de sensores	127
4.4.1. Muestra multicapa en estructuras MWP-LCI experimentales	128
4.4.2. Sistema MWP-LCI multiplexado de sensores	131

4.5. Reducción del tiempo de barrido en sistemas MWP-LCI a través de multiplexación por subportadora (SCM)	135
4.6. Fuentes ópticas pulsadas en sistemas MWP-LCI experimentales	137
4.7. Técnica de compensación de la dispersión de tercer orden (TOD) en sistemas MWP-LCI experimentales	141
Capítulo 5 Conclusiones y líneas futuras	151
5.1. Conclusiones	153
5.2. Líneas futuras	159
Publicaciones científicas del autor	161
Referencias Bibliográficas	163

Lista de figuras

Figura 1.1. (a) Sistema óptico para diagnóstico de retina. (b) Sensor óptico para caracterización de topografía de materiales en entornos industriales.....	3
Figura 1.2. Ejemplo de sistema óptico basado en intensidad.	4
Figura 1.3. Ilustración de un sensor confocal para caracterización de distancias.	5
Figura 1.4. Estructura típica de un sistema basado en interferometría de baja coherencia con un interferómetro tipo Michelson.....	6
Figura 1.5. Publicaciones científicas en PubMed con las palabras clave “Optical coherence tomography” en el título o en el resumen.....	7
Figura 1.6. (a) Catéter de RF guiado ópticamente, producto de MedLumics. (b) TOMi SCOPE, producto de PhotoniCare.....	7
Figura 1.7. Estructura básica de un sistema de fotónica de microondas.	8
Figura 2.1. Implementación de la técnica TD-LCI.....	15
Figura 2.2. Mecanismo de escaneo mediante el espejo de referencia y señal a la salida del fotodetector en un sistema TD-LCI.	16
Figura 2.3. Implementación de las técnicas (a) SB-LCI y (b) SS-LCI.....	20
Figura 2.4. Señal obtenida tras realizar la transformada inversa de Fourier en un sistema FD-LCI.	21
Figura 2.5. Representación del efecto de caída de la sensibilidad con la profundidad de penetración debido a la limitación en la resolución espectral del espectrómetro (SB-LCI) o en el ancho de línea instantáneo del láser sintonizable (SS-LCI).	23
Figura 2.6. Tipos de escáneres en un sistema de imagen basado en LCI. Imagen extraída de [79].	26
Figura 2.7. Diferentes capas de la retina observadas a través de un sistema OCT..	26
Figura 2.8. Equipos OCT comerciales para aplicaciones de (a) oftalmología y (b) dermatología.....	27
Figura 2.9. (a) Detalle del ojo del ángel en el cuadro “La virgen y el niño con un ángel” expuesta en la © Galería Nacional de Londres. (b) Imagen de 10x15 mm obtenida a partir de un sistema OCT a 930 nm. Imágenes extraídas de [37].	28
Figura 2.10. Estructura LCI para aplicación de sensores con doble interferómetro: uno de sensado y otro de procesado.	29
Figura 2.11. (a) Esquema de la estructura LCI empleada para caracterización de temperatura. (b) Relación entre la posición del patrón de interferencia y la temperatura con la que se corresponde dicha posición. Información de [18].	30

Figura 2.12. Características de las FBGs estudiadas en términos de (a) su perfil de reflectividades y (b) el retardo de grupo relativo asociado. Los resultados mostrados han sido extraídos de [95]. 32

Figura 2.13. Estructura MWP-LCI propuesta como la primera analogía a LCI..... 33

Figura 2.14. Ejemplo de una función de transferencia eléctrica correspondiente a la estructura MWP-LCI de la Fig. 2.9, propuesta como analogía a LCI. El inset muestra el espectro de la fuente óptica gaussiana de 6.4 nm de ancho de banda..... 37

Figura 2.15. (a) Función de transferencia eléctrica obtenida cuando el OPD de la muestra es 0.21 mm (equivalente a 0.7 ps de retardo). Se genera una resonancia de RF a 1 GHz. (b) Función de transferencia eléctrica obtenida cuando el OPD de la muestra es 4 mm (equivalente a 13.4 ps de retardo). La resonancia de RF desaparece completamente al coincidir con el desvanecimiento del CSE (19 GHz)..... 38

Figura 2.16. Sensibilidad en MWP-LCI. Resultado de la resta entre la amplitud de la resonancia de RF (línea azul) y la contribución de ruido (línea naranja). 40

Figura 2.17. OPD en función de la frecuencia central de la resonancia de RF correspondiente para un elemento dispersivo con una φ_2 de -222 ps^2 (línea azul) y otro con -448 ps^2 (línea naranja). 42

Figura 3.1. Estructura MWP-LCI típica propuesta para realizar la generalización de la analogía entre LCI y MWP-LCI. MOD: modulador electro-óptico, PD: fotodetector. 47

Figura 3.2. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB (azul) para un OPD de (a) 0.84 mm y (b) 3.6 mm. Superpuesta a ambas funciones de transferencia se muestra el CSE en el caso de AM para un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja)..... 53

Figura 3.3. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación PM (azul) y CSE para un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja). 56

Figura 3.4. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB eliminando la banda inferior (azul) y CSE para un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja). 58

Figura 3.5. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con el modulador delante del interferómetro..... 59

Figura 3.6. Función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-SSB en la que se suprime la banda inferior (azul) o la banda superior (amarillo). Se muestra también el CSE para el caso AM en un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja)..... 63

Figura 3.7. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (I) cuando se considera el modelo de muestra de una capa (azul) para un

OPD de (a) 0.84 mm y (b) 3.6 mm. Superpuesta a ambas funciones de transferencia de muestra el CSE en el caso AM para una dispersión de $\varphi_2=-222 \text{ ps}^2$ (naranja)..	66
Figura 3.8. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada.	67
Figura 3.9. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (I) considerando una fotodetección balanceada.....	69
Figura 3.10. Estructura MWP-LCI avanzada (II) con el modulador en el brazo superior del interferómetro.....	70
Figura 3.11. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación AM-DSB (azul). Se añade el CSE para el caso AM de un elemento dispersivo con $\varphi_2=-222 \text{ ps}^2$ (naranja).	75
Figura 3.12. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación AM-DSBSC.....	77
Figura 3.13. Funciones de transferencia (azul) de la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación PM cuando se introduce una muestra con un OPD de valor (a) 5.6 mm y (b) 0.41 mm. Se añade el CSE para el caso de una modulación PM en un elemento dispersivo con $\varphi_2=-222 \text{ ps}^2$ (naranja).....	78
Figura 3.14. (a) Retardos ideales generados por la posición de dos capas dentro de una muestra. (b) Retardo generado por la interacción entre la capa 2 y capa 1.	80
Figura 3.15. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB cuando se considera una muestra de dos capas (azul). Se añade el CSE producido por el elemento dispersivo en el caso AM (naranja).....	83
Figura 3.16. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se considera una muestra de dos capas.	86
Figura 3.17. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSB, una muestra de dos capas y detección balanceada.	87
Figura 3.18. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSB en el caso de considerar una muestra de 2 capas con OPDs de valor 2.1 mm (OPD 1), 3.2 mm (OPD 2).	89
Figura 3.19. (a) Espectro de la fuente óptica pulsada con las líneas espectrales representadas como puntos y con una separación de $\Delta\omega=112.5 \text{ GHz}$. (b) Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada en el caso de considerar una fuente pulsada que genera un FSR de 40 GHz.	95
Figura 3.20. Funciones de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB y detección simple en el caso de considerar un elemento dispersivo sin TOD para una fuente (a) gaussiana y (b) uniforme. Mismos escenarios pero esta vez el elemento dispersivo introduce una TOD de $\varphi_3=1.23 \text{ ps}^3$ para una fuente (c) gaussiana y (d) uniforme.....	98

Figura 3.21. Resolución del sistema MWP-LCI en función del ancho de banda de la fuente óptica cuando el elemento dispersivo no introduce TOD ($\varphi_3 = 0$) (azul) y cuando sí introduce TOD ($\varphi_3 \neq 0$) (naranja). 99

Figura 3.22. Funciones de transferencia correspondientes a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y modulación AM-DSB cuando se considera un elemento dispersivo con TOD y (a) un espejo en funcionalidad típica y (b) un espejo con funcionalidad de filtro de fase. 102

Figura 3.23. Funciones de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y modulación AM-DSB, considerando un elemento dispersivo con TOD cuando se aplica la técnica de compensación (línea azul). Se incluye también la función de transferencia generada cuando el elemento dispersivo no posee TOD (línea naranja). El inset muestra una ampliación de la resonancia de RF entre las frecuencias 14.8-15.2 GHz. 103

Figura 3.24. Fase introducida por el espejo cuando se emplea la compensación sobre la TOD del sistema MWP-LCI para unos OPDs de 1 mm (azul), 2.1 mm (naranja) y 3.1 mm (amarilla). 103

Figura 4.1. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica. El inset muestra la densidad espectral de la fuente óptica con perfil uniforme de 8.8 nm. 107

Figura 4.2. Set-up MWP-LCI experimental en los laboratorios del PRL. 108

Figura 4.3. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja). 110

Figura 4.4. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB generada a través de un híbrido de RF..... 111

Figura 4.5. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.2 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja). 111

Figura 4.6. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI típica cuando se emplea una modulación AM-DSB ((a), (b) y (c)) y una modulación AM-SSB ((d), (e) y (f)). Las figuras (a) y (d) representan la sensibilidad, las figuras (b) y (e) la resolución, mientras que las figuras (c) y (f) se asocian con la profundidad de penetración. Las líneas continuas vienen dadas por la simulación numérica de cada uno de los parámetros, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales..... 112

Figura 4.7. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica con modulación PM empleando un filtro de polarización previo al modulador. 115

Figura 4.8. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación

PM cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 3.6 mm y (b) 0.63 mm. Se añade la medida del CSE en el caso PM (línea naranja).	115
Figura 4.9. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI típica con modulación PM. Se representa en (a) la sensibilidad, en (b) la resolución y en (c) la profundidad de penetración. Las líneas continuas representan los resultados teóricos mientras que los puntos se asocian con los resultados experimentales.	116
Figura 4.10. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I).	118
Figura 4.11. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se introduce como muestra un OPD de 4 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).....	119
Figura 4.12. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con fotodetección balanceada.....	119
Figura 4.13. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB y detección balanceada cuando se introduce como muestra un OPD de 4 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).....	120
Figura 4.14. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB. Se representa en (a) la sensibilidad para una fotodetección simple (línea azul) y balanceada (línea naranja). En (b) se representa la resolución y en (c) la profundidad de penetración, en ambos casos cuando se considera la detección balanceada. Las líneas continuas representan los resultados teóricos mientras que los puntos se asocian con los resultados experimentales.	121
Figura 4.15. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con la etapa de modulación en el brazo superior del interferómetro.	122
Figura 4.16. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSBSC cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).....	123
Figura 4.17. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación PM cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 7.2 mm. Se añade la medida del CSE en el caso PM (línea naranja).	124
Figura 4.18. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSBSC ((a), (b) y (c)) y con modulación PM ((d), (e) y (f)). Las figuras (a) y (d) representan la sensibilidad, las figuras (b) y (e) la resolución, mientras que las figuras (c) y (f) se asocian con la profundidad de penetración. Las líneas continuas se asocian a la simulación numérica, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales.....	126

Figura 4.19. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I), detección balanceada y muestra de 2 capas.....	128
Figura 4.20. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se emplea (a) una fotodetección simple y (b) una fotodetección balanceada. La muestra está compuesta de 2 capas de OPDs 2.1 mm (Ω_1) y 3.2 mm (Ω_2).	129
Figura 4.21. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (II) y muestra de 2 capas.....	130
Figura 4.22. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) modulación (a) AM-DSB y (b) AM-DSBSC. La muestra introducida está compuesta de 2 capas de OPDs 4.2 mm (Ω_1) y 6.3 mm (Ω_2).	131
Figura 4.23. Implementación experimental de la estructura avanzada (I) adaptada para un sistema multiplexado de sensores.....	132
Figura 4.24. (a) Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante del sistema multiplexado de sensores cuando se emplean dos cabezas sensoras. (b) Rango de operación de cada uno de los dos sensores considerados.	133
Figura 4.25. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) adaptada para la técnica SCM y muestra multicapa.	135
Figura 4.26. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con la técnica SCM. La muestra introducida está compuesta de 2 capas de OPDs 2.1 y 6.3 mm.	136
Figura 4.27. Espectro de la fuente pulsada gaussiana de 5.5 nm de ancho de banda considerada para la medida experimental (línea negra). Simulación del espectro de la fuente mediante la superposición de 5 gaussianas (línea azul).	138
Figura 4.28. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y fuente pulsada.	139
Figura 4.29. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con una fuente pulsada de 5.5 nm de ancho de banda y 100 MHz de separación entre líneas espectrales cuando se consideran los elementos dispersivos (a) 10 km, (b) 20 km y (c) 30 km.....	139
Figura 4.30. (a) Sensibilidad y (b) resolución asociadas a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con con fuente pulsada. Las líneas continuas vienen dadas por la simulación numérica de cada parámetro, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales.....	140

Figura 4.31. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene perfil uniforme y un ancho de (a) 6.4 nm, (b) 14.4 nm, (c) 22.4 nm, (d) 30.4 nm y (e) 38.4 nm. 142

Figura 4.32. Resolución obtenida experimentalmente en función del ancho de banda de la fuente óptica ($\Delta\lambda$) cuando se cuenta con un elemento con TOD (puntos). Se incluye la simulación numérica de un escenario en el que el elemento dispersivo introduce TOD (línea azul), además de la simulación cuando dicho elemento no presenta TOD (línea naranja). 143

Figura 4.33. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (líneas de colores) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm y se introducen unos OPDs de 1.1 mm (línea azul), 3.1 mm (línea naranja), 5.2 mm (línea amarilla). 144

Figura 4.34. (a) WaveShaper 4000S. (b) Software de configuración..... 145

Figura 4.35. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada combinada con la incorporación de un filtro de fase en el brazo superior del interferómetro para compensar la TOD. 145

Figura 4.36. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm y (a) no se emplea la técnica de compensación y (b) sí se emplea la técnica de compensación de la TOD. 146

Figura 4.37. (a) Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm, y se introducen tres OPDs diferentes mientras que la técnica de compensación se aplica en 15 GHz. (b) Resolución de las diferentes resonancias de RF generadas dentro del rango 13-17 GHz en función de la frecuencia eléctrica cuando se realiza la compensación en 15 GHz y para distintos elementos dispersivos: 10 km (línea y puntos azules), 20 km (línea y puntos naranjas), 30 km (línea y puntos amarillos)..... 147

Figura 4.38. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (líneas de colores) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm, se introducen unos OPDs de 1.1 mm (línea azul), 3.1 mm (línea naranja), 5.2 mm (línea amarilla) y se aplica la técnica de compensación en cada uno de los OPDs independientemente. 148

Figura 4.39. Resolución obtenida experimentalmente en función del ancho de banda de la fuente óptica ($\Delta\lambda$) cuando se cuenta con un elemento con TOD (puntos) pero se

emplea la técnica de compensación. Se incluye la simulación numérica de un escenario en el que el elemento dispersivo no introduce TOD (línea azul). 149

Lista de tablas

Tabla 2.1. Relevancia de cada parámetro clave en LCI en función de la aplicación.	25
Tabla 2.2. Definición matemática de perfil uniforme y gaussiano y resoluciones equivalentes en sistemas LCI y MWP-LCI.	39
Tabla 4.1. Características dispersivas de los carretes SSMF-28 considerados.....	139

Lista de acrónimos

AM-DSB: Double Sideband Amplitude Modulation

AM-DSBSC: Double Sideband Suppressed Carrier Amplitude Modulation

AM-SSB: Single Sideband Amplitude Modulation

ASE: Amplified Spontaneous Emission

BPD: Balanced Photodetector

CSE: Carrier Suppression Effect

DFT: Dispersive Fourier Transform

FBG: Fiber Bragg Grating

FD-LCI: Frequency Domain Low Coherence Interferometry

FSR: Free Spectral Range

FWHM: Full Width Half Maximum

GD: Group Delay

GVD: Group Velocity Dispersion

IF: Intermediate Frequency

IMWP: Integrated Microwave Photonics

LCI: Low Coherence Interferometry

MWP: Microwave Photonics

OCC: Optical Channel Controller

OCT: Optical Coherence Tomography

OPD: Optical Path Difference

OSA: Optical Spectrum Analyzer

PM: Phase Modulation

PSF: Point Spread Function
RF: Radiofrequency
SB-LCI: Spectrometer Based Low Coherence Interferometry
SCM: Subcarrier Multiplexing
SLD: Superluminescent Diode
SNR: Signal to Noise Ratio
SOA: Semiconductor Optical Amplifier
SS-LCI: Swept Source Low Coherence Interferometry
TD-LCI: Time Domain Low Coherence Interferometry
TOD: Third Order Dispersion
VCO: Voltage Controlled Oscillator
VDL: Variable Delay Line
VNA: Vectorial Network Analyzer
WLI: White Light Interferometry

Capítulo 1

Introducción

1.1. Interferometría de baja coherencia

El uso de la luz como elemento principal en un sistema de medición para diferentes campos como la industria o la medicina ha hecho posible el desarrollo de numerosas técnicas de medida con interesantes características en comparación con las propuestas basadas principalmente en sistemas electrónicos [1, 2]. Una de las ventajas más importantes de los sistemas ópticos de medida es su naturaleza no invasiva. En medicina, esta característica es sumamente importante ya que logra reducir el riesgo de posibles efectos secundarios como la exposición a la radiación en pruebas donde se emplea la Tomografía Axial Computarizada (TAC). En la Figura 1.1(a) se muestra un ejemplo de este tipo de sistemas aplicado a la medicina, en concreto, para el diagnóstico de enfermedades de la retina. En otros campos como la metrología industrial, permite que los diferentes sistemas de medida certifiquen que las propiedades de producto (grosor, composición, etc...) son las adecuadas de una manera rápida, limpia y sin dañar el material analizado [3, 4]. Para este caso concreto, se muestra en la Figura 1.1(b) un sensor óptico empleado en entornos industriales para caracterizar la topografía de un objeto. Al mismo tiempo, en ciertas aplicaciones donde las variaciones de la magnitud medida resultan lentas en comparación con el tiempo de procesado que realiza el sistema óptico (observación de microestructuras en el corazón, por ejemplo), se puede hablar de sistemas que realizan un control en tiempo real [5]. En estos casos, las ventajas de la tecnología óptica nos permiten hablar de, por ejemplo, escaneos “*in vivo*” para el estudio de tejido biológico [6]. Otra de las ventajas principales de los sistemas que emplean elementos ópticos consiste en la implementación de arquitecturas capaces de discriminar diferentes parámetros simultáneamente o de mejorar la resolución en la medida. Esto se consigue mediante diferentes tipos de multiplexaciones, como la multiplexación espacial, adaptada del campo de las telecomunicaciones [7, 8, 9, 10]. Finalmente, cabe también destacar que las continuas investigaciones realizadas sobre los componentes que forman estos sistemas, sobre todo en cuanto a fuentes ópticas y fotodetectores [11, 12], favorecen la mejora de estos sistemas ampliando también el conjunto de aplicaciones posibles.

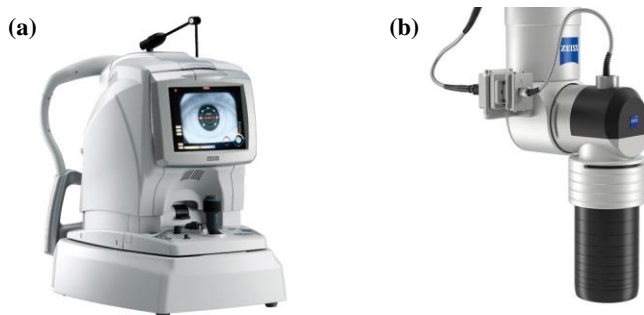


Figura 1.1. (a) Sistema óptico para diagnóstico de retina. (b) Sensor óptico para caracterización de topografía de materiales en entornos industriales.

Dentro de los sistemas ópticos de medida, destacan aquellos que caracterizan desplazamientos y distancias, basando su funcionamiento en el análisis de las propiedades de la luz cuando se refleja y dispersa en la superficie bajo estudio. Las técnicas consideradas de alta precisión (precisiones y profundidades de penetración que van desde las micras hasta algunos milímetros) tratan de obtener las características de un material analizando las posiciones de sus capas y las profundidades de cada compuesto del material. En este sentido, se pueden destacar de la literatura los sistemas ópticos de medida basados en intensidad, los sistemas con sensores confocales y los sistemas basados en técnicas interferométricas [13].

Debido a su sencillo principio de operación, uno de los sistemas que primero se desarrolló fue el sistema óptico basado en intensidad [14]. En este caso, el sistema consiste en una fuente de luz y un detector, donde la intensidad del haz recibido tras la reflexión sobre el material es función de la distancia recorrida por el haz. Comúnmente, este tipo de sistemas utilizan fibras ópticas distribuidas de diferentes maneras para transmitir y recibir las señales ópticas. Una vez detectada la señal, es posible determinar la distancia al material mediante el análisis de la pérdida de intensidad con la distancia. Un ejemplo típico de este tipo de sensores puede observarse en la Figura 1.2. A pesar de que es una técnica simple, económica y con capacidad de medida a altas tasas de repetición (del orden de la centena de kHz); presenta numerosas desventajas. Una de las más limitantes es la necesidad de precalibrar el sistema para determinar las condiciones en las que se va a realizar la medida: temperatura, presión, rugosidad del objeto, etc. Además, al ser un sistema tan dependiente del haz de luz recibido, cualquier mínimo cambio de intensidad afecta a la validez de la medida (cambio de intensidad de la fuente, superficie del material sucia, etc.). La alta sensibilidad de este tipo de sistemas se ha tratado en publicaciones como [15, 16], donde se presentan diferentes métodos para compensar las pérdidas intrínsecas que presenta este tipo de medida.

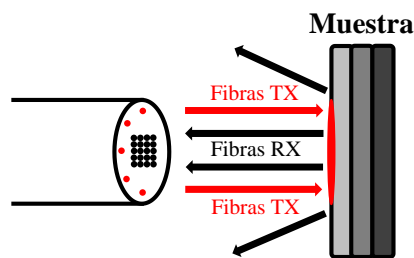


Figura 1.2. Ejemplo de sistema óptico basado en intensidad.

Una evolución del sistema basado en intensidad es el sistema con sensores confocales. En este caso, la técnica emplea diferentes etapas de lentes ópticas para concentrar el haz de luz que emana de una apertura sobre la superficie del objeto (Figura 1.3) [17]. Posteriormente, se redirige la luz reflejada de nuevo hacia la

apertura. Cuando un objeto se sitúa exactamente en el plano de imagen definido por la apertura y las diferentes lentes ópticas, se obtendrá la máxima señal (reflexión). En la Figura 1.3, se muestra una representación del principio de funcionamiento del sensor confocal. En cuanto a las implementaciones, es posible emplear luz monocromática y un mecanismo de movimiento que permita al sensor trasladarse por toda la superficie del objeto a caracterizar o bien una luz policromática donde las diferentes longitudes de onda inciden en varias zonas simultáneamente, generando una multiplexación en longitud de onda. Los sensores confocales son capaces de ofrecer resoluciones por debajo de la micra en un rango de varios milímetros. Sin embargo, son muy sensibles a cambios de temperatura debido a la radiación térmica, donde un cambio ambiental puede afectar a la longitud de onda a la que se está trabajando y desajustar el sistema.

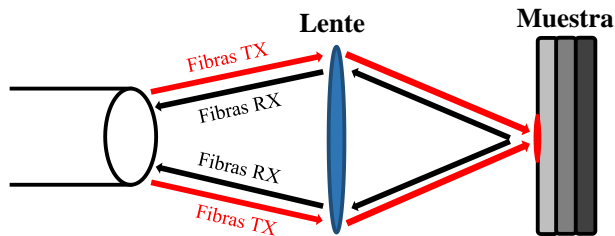


Figura 1.3. Ilustración de un sensor confocal para caracterización de distancias.

En este punto, hemos de destacar que las arquitecturas basadas en técnicas interferométricas son las que más interés han despertado y se han desarrollado dentro de los sistemas ópticos de medida y, más concretamente, la interferometría de baja coherencia (*Low Coherence Interferometry*, LCI). Mediante el uso de esta técnica, es posible alcanzar una precisión del orden de las micras en el eje axial de la muestra bajo estudio. Además, se caracteriza por ofrecer una gran sensibilidad (<90 dB), una profundidad de penetración de, generalmente, varios milímetros y una alta velocidad de medida (decenas de KHz) [18, 19]. Tradicionalmente, también se ha conocido a esta técnica como interferometría de luz blanca (*White Light Interferometry*, WLI) por el uso de fuentes anchas espectralmente y por tomografía de coherencia óptica (*Optical Coherence Tomography*, OCT) por ser ésta la aplicación más reconocida basada en LCI [20]. El principio básico de la técnica de LCI consiste en la obtención de un patrón de interferencia generado por la combinación de la luz reflejada en una superficie de referencia, como un espejo, y la luz reflejada en la muestra bajo estudio. Cuando en este proceso se emplea una fuente altamente incoherente, es posible determinar la distancia que ha recorrido la luz para caracterizar, con una gran precisión, la estructura interna de una muestra. La estructura típica de un sistema de interferometría de baja coherencia puede observarse en la Figura 1.4, donde además se emplea la estructura interferométrica más común en esta técnica como es el interferómetro tipo Michelson.

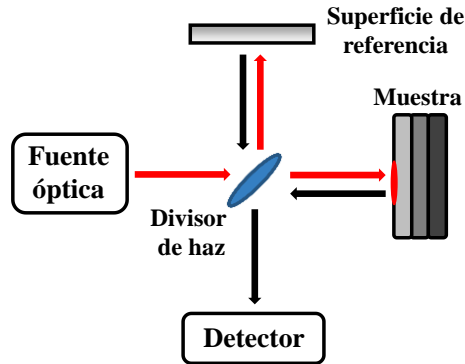


Figura 1.4. Estructura típica de un sistema basado en interferometría de baja coherencia con un interferómetro tipo Michelson.

La técnica de LCI se propuso en primer lugar para la caracterización del grosor de películas transparentes en entornos industriales [21]. Sin embargo, fue en 1983 cuando LCI se reportó por primera vez en sensado de una fibra óptica [22] y posteriormente, en 1984, cuando se desarrolló un sistema completo de sensado de desplazamiento [23]. De este modo, se consiguió demostrar que LCI era una técnica aplicable a la medida de cualquier magnitud física que pudiera transformarse en un desplazamiento. Entre los años 1985 y 1989, se llevaron a cabo una serie de demostraciones de sistemas de sensado basados en LCI para la medida de presión [24], temperatura [25] y estrés [26]. Además, en este mismo periodo, se reportaron varias estructuras que empleaban LCI para la caracterización de fibras ópticas como herramienta en la detección de desperfectos en guías de ondas ópticas con resoluciones que podían alcanzar las decenas de micras [27, 28].

A pesar del primer interés generado por LCI para sensado y caracterización de componentes, fue a finales de la década de los 80 cuando comienzan a aparecer las primeras aplicaciones de LCI relacionadas con el campo de la imagen. En este contexto, aparece una publicación que comienza a relacionar LCI con el campo biológico y de la medicina, en concreto, para la medida de la profundidad del ojo [29]. Tras estas primeras demostraciones, la técnica de LCI despierta mucho más interés cuando se relaciona con OCT, reportada por primera vez en 1991 por Fujimoto [30]. Desde entonces, la investigación y el número de publicaciones relacionada con OCT ha seguido un crecimiento exponencial, sobre todo en campos concretos como la oftalmología y la dermatología [31, 32, 33, 34]. Como puede verse en el gráfico de la Figura 1.5, OCT se ha convertido en una de las técnicas ópticas más investigadas para diagnóstico y caracterización de tejidos biológicos [20, 35, 36, 37, 38]. Una de las conclusiones más importantes que se pueden obtener de los datos recogidos en la Figura 1.5 es el creciente interés que OCT está obteniendo y, por lo tanto, se hace necesario profundizar y desarrollar su principio fundamental, como es LCI.

Número de publicaciones científicas sobre "Tomografía de coherencia óptica"

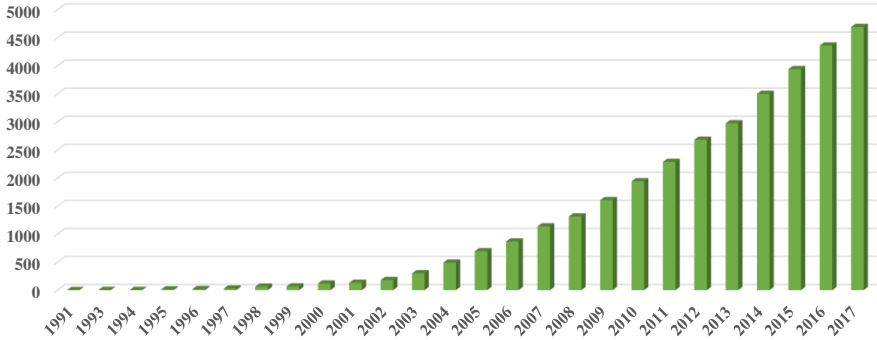


Figura 1.5. Publicaciones científicas en PubMed con las palabras clave “Optical coherence tomography” en el título o en el resumen.

En la actualidad, las compañías dedicadas a la investigación y desarrollo de OCT son numerosas. Entre ellas, destacan dos creadas en los 10 últimos años como son MedLumics [39] y PhotoniCare [40]. Por un lado, MedLumics es una compañía dedicada principalmente al campo de la biofotónica, que combina la biología, la medicina, la fotónica y la física para desarrollar técnicas y terapias de diagnóstico empleando las propiedades de la luz. Entre sus mayores aportaciones destaca el catéter de RF guiado ópticamente (ver Figura 1.6(a)), empleado para la observación del corazón en tiempo real en pacientes con arritmia. Por otro lado, PhotoniCare se centra en emplear la técnica OCT para diagnóstico y tratamiento de enfermedades que afectan al oído. En concreto, han desarrollado el otoscopio TOMi SCOPE (ver Figura 1.6(b)) capaz de captar imágenes del oído medio, zona que es imposible de visualizar mediante un otoscopio tradicional.

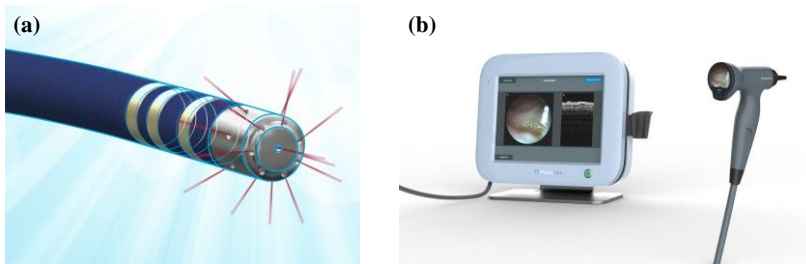


Figura 1.6. (a) Catéter de RF guiado ópticamente, producto de MedLumics. (b) TOMi SCOPE, producto de PhotoniCare.

1.2. Fotónica de microondas

La fotónica de microondas es una disciplina que une el campo de las comunicaciones ópticas con la tecnología de radiofrecuencia (*Radiofrequency*, RF) [41]. La combinación de ambas áreas permite la generación, procesamiento, control y distribución de señales en la banda de microondas aprovechando las ventajas que la tecnología óptica ofrece. Entre estas ventajas destacan las bajas pérdidas (típicamente, 0.5 dB/km y constante con la frecuencia), la inmunidad frente a las interferencias, un tamaño reducido y una gran flexibilidad mecánica. Además, gracias a las excelentes capacidades que el procesamiento óptico ofrece, se pueden realizar multitud de funcionalidades que en el dominio eléctrico resultan muy complejas o incluso imposibles. Desde su inicio, la evolución de la fotónica de microondas ha ido de la mano de los avances realizados en el campo de las comunicaciones, donde se encuentran la gran mayoría de aplicaciones. Entre estas aplicaciones, destacan las redes de acceso inalámbricas basadas en radio-sobre-fibra [42], las comunicaciones por satélite [43], procesado de señales [44] o la generación de señales arbitrarias [45]. Sin embargo, la fotónica de microondas también se ha desarrollado fuera del campo de las comunicaciones en aplicaciones como la generación de señales de terahertzios [46] o distribución de clave cuántica [47].

Generalmente, los sistemas de fotónica de microondas se componen de los elementos que aparecen en la Figura 1.7. La señal generada en una fuente óptica se introduce en un modulador, donde se produce la modulación de la señal óptica a través de una señal de RF (conversión eléctrico-óptico). A continuación, en el sistema óptico, se realizan todas las funcionalidades deseadas, como pueden ser el procesado y transporte de la señal óptica. Finalmente, en la etapa de detección, se vuelve a obtener la señal eléctrica a través de un fotodetector (conversión óptico-eléctrico).

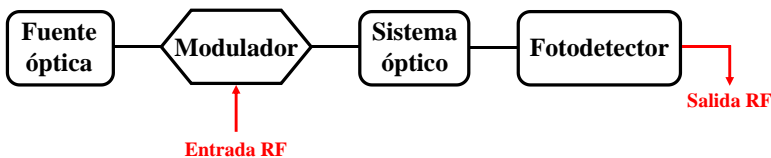


Figura 1.7. Estructura básica de un sistema de fotónica de microondas.

Actualmente, las investigaciones sobre LCI y, en concreto, OCT, tienen como objetivo la mejora de los parámetros clave para satisfacer una demanda de aplicaciones que no deja de aumentar [48]. En este sentido, los parámetros de LCI más relevantes son: sensibilidad, resolución espacial, profundidad de penetración en el material y velocidad de escaneo. Además, cada vez surgen más aplicaciones de carácter específico que requieren de un sistema LCI que sea capaz de proporcionar una alta estabilidad. Este hecho es uno de los mayores obstáculos para que los sistemas LCI tengan más repercusión a nivel comercial. En LCI, la estabilidad del

patrón de interferencia puede verse afectado por pequeñas vibraciones o cambios de temperatura, ya que se genera en el dominio óptico. No parece sencillo encontrar una solución a estas necesidades que resulte en un sistema compacto y de bajo coste.

Por los motivos enumerados anteriormente, la investigación desarrollada en la presente tesis propone la aplicación de la fotónica de microondas (*Microwave Photonics*, MWP) a los sistemas LCI tradicionales para mejorar sus prestaciones. La gran estabilidad del patrón de interferencia frente a variaciones ambientales cuando éste se genera en el dominio eléctrico es una de los grandes beneficios que MWP puede aportar a un sistema LCI tradicional. Además, la rápida evolución que está sufriendo la fotónica de microondas integrada (*Integrated Microwave Photonics*, IMWP) [49, 50] puede considerarse como una herramienta excelente que permitiría la reducción del tamaño de los equipos LCI actuales. De este modo, la aplicación del campo de la fotónica de microondas a LCI proporciona la posibilidad de explorar nuevas estructuras (a través de la adaptación de la estructura vista en la Figura 1.7) que serán denominadas durante la redacción de esta tesis como sistemas MWP-LCI.

1.3. Objetivos y estructura de la tesis

El objetivo principal de la presente tesis doctoral es la mejora de los sistemas LCI a partir de la relación de este campo con la tecnología basada en la fotónica de microondas. Las propiedades intrínsecas de la fotónica de microondas serán utilizadas para desarrollar una nueva generación de sistemas de medida donde la interferencia de radiofrecuencia y microondas se explotan junto con la interferencia óptica para mejorar considerablemente las prestaciones de los sistemas LCI convencionales. De esta forma, se incrementará la estabilidad del sistema ante variaciones ambientales que permitirá un rendimiento óptimo y métricas de resolución interesantes para distintos campos de aplicación. En este sentido, se pretende establecer un paralelismo completo entre la técnica LCI tradicional y su equivalencia a través de un sistema MWP-LCI. Además, en el desarrollo de esta tesis se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Analizar las técnicas LCI convencionales más empleadas en la literatura, detallando los puntos fuertes y débiles de cada una de ellas. Asimismo, se pretende realizar una comparativa de las diferentes aplicaciones conocidas de LCI, enumerando los parámetros clave más relevantes.
- Establecer los criterios por los que se evaluarán los parámetros clave en los sistemas MWP-LCI: sensibilidad, resolución, profundidad de penetración y velocidad de escaneo.
- Desarrollar el modelo teórico general de la primera analogía MWP-LCI presente en la literatura [51]. En este modelo, se pretende generalizar el tipo de modulación y el tipo de muestra. Posteriormente, se pretende profundizar

en los diferentes tipos de modulación típicamente empleados en fotónica de microondas.

- Proponer nuevas estructuras MWP-LCI avanzadas que mejoren las capacidades de LCI, desarrollando la teoría asociada a cada una y detallando las diferencias entre ellas.
- Estudiar los efectos que cada uno de los elementos que componen una estructura MWP-LCI (localización del modulador, tipo de fotodetección, fuente óptica, elemento dispersivo, tipo de muestra) pueden generar, desarrollando los análisis teóricos correspondientes.
- Demostrar experimentalmente la viabilidad de todas las estructuras MWP-LCI propuestas para caracterizar una muestra concreta, corroborando que los modelos teóricos desarrollados predicen correctamente las respuestas obtenidas en los diferentes experimentos.

Con el objetivo de presentar de una manera clara todos los contenidos desarrollados en la investigación realizada, se ha organizado esta tesis doctoral en los siguientes capítulos:

- El capítulo 2 se centra en la técnica tradicional de LCI, analizando las estructuras más empleadas en la literatura: LCI en el dominio del tiempo y LCI en el dominio de la frecuencia. Asimismo, se presenta una comparativa de las aplicaciones más importantes, donde se destacan los parámetros clave de cada una de ellas. A continuación, se muestra la primera analogía realizada entre LCI y MWP-LCI y se detalla el principio básico de funcionamiento de esta estructura. Por último, se introducen los parámetros clave en LCI y MWP-LCI y se profundiza en cómo se van a caracterizar en el desarrollo de esta tesis doctoral.
- En el capítulo 3 se realiza, en primer lugar, una generalización de la analogía presentada en el capítulo 2. En este sentido, la teoría desarrollada contempla una fuente óptica genérica, un modulador que se puede adaptar a cualquier formato de modulación típico de MWP, y una muestra general descrita por su función de transferencia óptica. Asimismo, con el objetivo de mejorar las capacidades de la primera analogía, se proponen diferentes estructuras MWP-LCI avanzadas acompañadas nuevamente de modelos teóricos. Posteriormente, el análisis se centra en los elementos clave de cualquier estructura MWP-LCI: la muestra, la fuente óptica y el elemento dispersivo. En este caso, se analiza la influencia y limitaciones que dichos bloques tienen sobre la respuesta final del sistema.

- En el capítulo 4 se presentan los resultados experimentales obtenidos a lo largo de la realización de la tesis doctoral. La primera analogía MWP-LCI y las diferentes estructuras avanzadas del capítulo 3 se caracterizan, para una muestra concreta, a través de la obtención de la función de transferencia. Por otro lado, se obtienen los parámetros clave de dichas estructuras con el objetivo de establecer comparaciones entre ellas. Posteriormente, se introducen los resultados experimentales obtenidos cuando la muestra estudiada pasa a tener un carácter multicapa. Además, en este caso, se presentan dos estructuras que emplean el concepto de multiplexación aplicado a MWP-LCI. En un primer caso, se trata una multiplexación que se centra en la muestra para aplicarse a un sistema de sensores, en el segundo caso, se emplea la multiplexación por subportadora para mejorar el tiempo de barrido empleado por el sistema. Por último, se estudian experimentalmente los efectos de las fuentes ópticas pulsadas y de elementos dispersivos reales sobre el rendimiento de los sistemas MWP-LCI.
- Por último, en el capítulo 5 se resumen las conclusiones más importantes obtenidas tras la realización de la tesis doctoral. Asimismo, se detallan las posibles líneas de investigación futuras asociadas a MWP-LCI.

La investigación desarrollada en la presente tesis doctoral ha sido posible gracias al proyecto nacional Microwave photonics for EMergent ApplicationS (MEMES) con referencia TEC2014-60378 fundado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología y gracias al proyecto regional TECNOLOGIAS Y APLICACIONES FUTURAS DE LA FOTONICA DE MICROONDAS bajo la referencia PROMETEO 2017/103 y fundado por la Generalitat Valenciana.

Capítulo 2

Interferometría de baja coherencia y analogía a través de la fotónica de microondas

En este capítulo se presenta, en primer lugar, la técnica de interferometría de baja coherencia (Low Coherence Interferometry, LCI) en profundidad. Se realiza una revisión conceptual y matemática de los principales aspectos relevantes de LCI a través de sus dos implementaciones más clásicas: dominio del tiempo (Time Domain LCI, TD-LCI) y dominio de la frecuencia (Frequency Domain LCI, FD-LCI). En este sentido, se comentan y comparan los beneficios de cada una de dichas implementaciones a través de sus parámetros clave. Además, se nombran y se desarrollan los tres grupos más representativos de aplicaciones de LCI, como son el campo de la imagen, el sensado y la caracterización de componentes, identificando los conceptos más relevantes en cada una de ellas. A continuación, y como una de las partes más importantes de este capítulo, se presenta la analogía a LCI a través de la fotónica de microondas (Microwave Photonics, MWP), introduciéndose la técnica MWP-LCI por primera vez. En este sentido, se presenta la estructura asociada, se desarrolla la teoría básica y se explican los conceptos clave dentro de esta analogía. Por último, se amplían las definiciones sobre los parámetros clave más relevantes en LCI y se detalla cómo se trasladan a la técnica MWP-LCI.

2.1. Introducción

A continuación, se van a abordar los conceptos principales sobre la técnica LCI en sus dos dominios más conocidos: tiempo y frecuencia. Además, se realizan diferentes comparaciones entre las estructuras más comunes atendiendo a sus parámetros clave. Dichos parámetros son: la resolución; que se define como la mínima separación que debe existir entre dos eventos reflectivos para que puedan ser diferenciados; la sensibilidad, que se relaciona con el mínimo valor de reflectividad que el sistema puede medir; la profundidad de penetración, que consiste en la máxima distancia de la muestra que es posible caracterizar; y la velocidad de escaneo, que se relaciona con el tiempo que necesita el sistema para realizar un barrido. Posteriormente, se introducen las aplicaciones más relevantes que emplean la técnica LCI, entre las que destacan la adquisición de imágenes en 2D y 3D, el sensado de magnitudes físicas y la caracterización de componentes.

2.2. Interferometría de baja coherencia: dominio del tiempo

En la literatura, las primeras implementaciones que explotaron la interferometría de baja coherencia se basaban en lo que se conoce como interferometría de baja coherencia en el dominio del tiempo (*Time Domain LCI*, TD-LCI) [20, 21, 52]. En la Figura 2.1 se puede observar la implementación típica de la técnica TD-LCI.

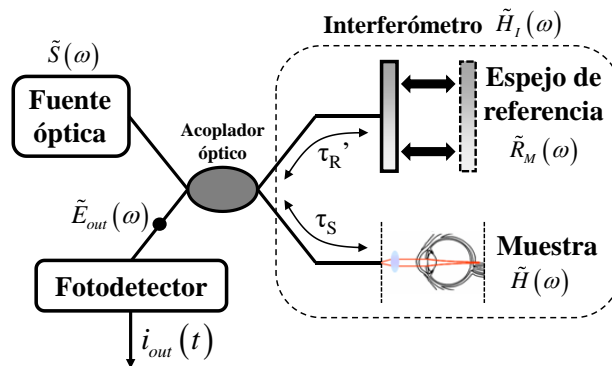


Figura 2.1. Implementación de la técnica TD-LCI.

Mediante este método, en primer lugar, se genera una señal óptica a través de una fuente de baja coherencia, $\tilde{S}(\omega)$ para, posteriormente, ser dividida en dos. Dependiendo de si la implementación de la técnica se produce en espacio libre o en fibra guiada, dicha división se realiza empleando una lente divisora de haz o un acoplador óptico, respectivamente. A continuación, ambos haces viajan a través de una estructura interferométrica (típicamente un interferómetro tipo Michelson) y se reflejan en un espejo de referencia y en la muestra, cuyas funciones de transferencia

son $\tilde{R}_M(\omega)$ y $\tilde{H}(\omega)$. El tiempo empleado por los haces en recorrer ambos brazos se definen como τ_R' y τ_S . De este modo, el interferómetro se caracteriza a través de su función de transferencia óptica $\tilde{H}_I(\omega)$. Al llegar de nuevo al divisor de haz o al acoplador óptico, los haces se combinan generando lo que se conoce como patrón de interferencia. Finalmente, el campo óptico tras la interferencia, $\tilde{E}_{out}(\omega)$, se captura mediante el uso de un fotodetector.

Esta técnica recibe el nombre de TD-LCI por el tipo de dominio en el que se codifica la información referente a la muestra. El mecanismo empleado por esta técnica se observa en la Figura 2.2 junto con un ejemplo típico de la señal a la salida del fotodetector. En este caso, el espejo de referencia se monta sobre una etapa móvil que permite su desplazamiento en la dirección axial de la muestra. Gracias a este movimiento, el espejo se desplaza por toda la profundidad de la muestra, produciendo un escaneo en el dominio del tiempo. Cuando los retardos generados por la reflexión en la superficie de referencia y en la muestra coinciden, el patrón de interferencia mostrará una señal oscilatoria. Esta señal indica que en ese punto concreto se ha detectado un evento reflectivo, un cambio en el índice de refracción que hace que parte del haz de luz incidente se refleje con más fuerza. En este proceso, dichas señales oscilatorias son observables si se cumple dos condiciones: por un lado, que la fuente utilizada sea parcialmente incoherente (de ahí el nombre de la técnica LCI) y, por otro lado, que los diferentes retardos registrados sean menores al tiempo de coherencia de la fuente [20, 53]. Cuando se cumplen ambas, los eventos reflectivos registrados permiten determinar la posición de las diferentes capas de las que la muestra está compuesta.

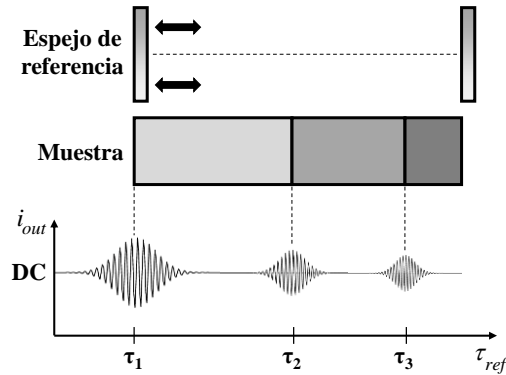


Figura 2.2. Mecanismo de escaneo mediante el espejo de referencia y señal a la salida del fotodetector en un sistema TD-LCI.

De forma general, podemos expresar matemáticamente el campo eléctrico a la salida del fotodetector en el dominio del tiempo a través de $e_{out}(t)$, cuya transformada es $\tilde{E}_{out}(\omega)$:

$$e_{out}(t) = s(t) \otimes h_l(t) \quad (2.1)$$

donde $s(t)$ y $h_l(t)$ representan la respuesta temporal de la fuente y del interferómetro, respectivamente. El signo \otimes denota la operación de convolución. Empleando estos elementos, podemos expresar la respuesta del interferómetro en el dominio frecuencial (ω) como:

$$\tilde{H}_l(\omega) = \frac{j}{2} \left(\tilde{H}(\omega) e^{-2j\omega\tau_s} - \tilde{R}_M(\omega) e^{-2j\omega\tau_R'} \right) \quad (2.2)$$

siendo $\tilde{H}(\omega)$ y $\tilde{R}_M(\omega)$ las funciones de transferencia de la muestra y del espejo de referencia, respectivamente. Asimismo, τ_s es el retardo asociado al camino fijo entre el acoplador óptico y la muestra, mientras que τ_R' es el retardo asociado a todo el brazo del espejo de referencia, en el que se tiene en cuenta el retardo del camino fijo (τ_R) y el retardo asociado al movimiento del espejo (τ_{ref}), por lo que el retardo total es $\tau_R' = \tau_R + \tau_{ref}$. Finalmente, el factor 2 en las exponenciales hace referencia al camino de ida y vuelta que realiza el haz de luz en los brazos del interferómetro.

En este punto, es importante destacar que la fuente óptica tiene un papel fundamental en LCI, ya que la forma de las señales oscilatorias generadas a la salida del fotodetector depende de qué tipo de fuente se utilice. En las referencias a LCI tradicional [19, 53], la relación entre la fuente óptica y la envolvente de cada señal oscilatoria del patrón de interferencia ($s(t)$) se obtiene a partir del teorema de Wiener–Khintchin. Más concretamente, establece su relación mediante la siguiente transformada de Fourier:

$$\tilde{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.3)$$

Como se ha visto en la Figura 2.2, la variable τ_{ref} representa la posición temporal del espejo de referencia. Considerando esto y la expresión del campo óptico visto en la Ec. (2.1) la señal capturada a la salida del fotodetector se puede expresar como:

$$i_{out}(\tau_{ref}) = \Re \frac{1}{8\pi} \left[\underbrace{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) (|\tilde{H}(\omega)|^2 + |\tilde{R}_M(\omega)|^2) d\omega}_{DC} - \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{R}_M^*(\omega) e^{-2j\omega(\tau_s - \tau_R)} e^{-2j\omega\tau_{ref}} d\omega}_{LCI} \right] + c.c. \quad (2.4)$$

donde \Re representa la responsividad del fotodiodo. Además, el símbolo $*$ en el espejo de referencia denota complejo conjugado, al igual que *c.c.* que representa el complejo conjugado de toda la expresión delimitada por los corchetes.

Analizando la Ec. (2.4), podemos observar dos contribuciones. En primer lugar, una contribución dependiente de la fuente y del módulo al cuadrado de las funciones de la muestra y del espejo de referencia. En la técnica TD-LCI, esta contribución no contiene información relevante sobre la muestra y únicamente representa un nivel de continua (*DC*) en la señal de salida del fotodetector (ver Figura 2.2). En cuanto a la segunda contribución, se puede observar que en este caso sí existe una proporcionalidad con la función espectral de la muestra y la fuente ($\tilde{S}(\omega) \cdot \tilde{H}(\omega)$), los dos términos que son necesarios para determinar las propiedades de la muestra estudiada.

A continuación, con el objetivo de obtener la resolución del sistema, se concretan los diferentes parámetros de la Ec. (2.4). En primer lugar, consideramos una fuente óptica que genera un perfil gaussiano, cuya densidad espectral de potencia es:

$$\tilde{S}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Delta\omega^2}} e^{-\left(\frac{\omega^2}{2\Delta\omega^2}\right)} \quad \text{con} \quad \Delta\omega_{FWHM} = \Delta\omega\sqrt{8\ln(2)} \quad (2.5)$$

donde $\Delta\omega_{FWHM}$ es el ancho espectral de la gaussiana a mitad del máximo (*full width half maximum*, FWHM). Además, por simplicidad, consideramos una muestra que introduce un retardo τ_0 y reflectividad H_0 , un espejo de referencia ideal cuya reflectividad es R_M y un interferómetro cuyos brazos están ajustados, es decir, $\tau_S = \tau_R$. Aplicando estas consideraciones a la Ec. (2.4), la salida del fotodetector se puede expresar como:

$$i_{out}(\tau_{ref}) = \Re \frac{1}{8\pi} \left[\left(\underbrace{\frac{1}{2}(H_0^2 + R_M^2)}_{DC} \frac{1}{\sqrt{2\pi\Delta\omega^2}} - \underbrace{H_0 R_M^* e^{-\Delta\omega^2(\tau_{ref} - \tau_0)^2}}_{LCI} \right) + c.c. \right] \quad (2.6)$$

Mediante este ejemplo, observamos que existe un primer término (DC) que no depende de τ_{ref} , correspondiente al nivel de continua visto en la Figura 2.2. Por otro lado, se observa en el término LCI la transformada de Fourier inversa de la densidad espectral de potencia gaussiana que posee la fuente óptica dependiente del retardo asociado a la capa de la muestra (τ_0). A partir de este término resulta sencillo calcular la resolución sabiendo que la resolución espacial y temporal se relacionan a través de la velocidad de la luz en el vacío. Por ello, la resolución del sistema LCI cuando se emplea una fuente gaussiana es [19, 54, 55]:

$$\delta z = \frac{2 \ln(2)}{\pi} \frac{\lambda_0^2}{\Delta \lambda_{FWHM}} \quad (2.7)$$

donde λ_0 es la longitud de onda central de la fuente óptica y $\Delta \lambda_{FWHM}$ ($\Delta \lambda_{FWHM} = \lambda_0 \frac{\Delta \omega}{2\pi c}$) es su anchura a la mitad del máximo.

A pesar de que la técnica TD-LCI ofrece buenas prestaciones y de que ya en 1999 se logró demostrar un sistema que alcanzaba la micra en resolución [56], pronto se comenzaron a encontrar limitaciones. Entre ellas, destaca la baja velocidad de medida, ya que el escaneo axial sobre la muestra se realiza mecánicamente. De forma general, la velocidad de medida (del orden de los kHz) se asocia al tiempo que tarda el sistema en adquirir el patrón de interferencia en el dominio temporal. Las primeras generaciones de los sistemas TD-LCI empleaban para ello una etapa motorizada [57]. Posteriormente, se apostó por diferentes soluciones como los transductores piezoeléctricos [58] o las redes de difracción [59]. En 1997, un sistema para biopsias basado en OCT consiguió alcanzar 2 kHz de velocidad de escaneo mediante el uso de un espejo galvanométrico [60]. A continuación, en 2003, se realizó una demostración de un sistema que combinaba la técnica TD-LCI tradicional con un modulador acústico-óptico previo al espejo de referencia, llegando a alcanzar los 16 kHz [61]. Pese a los intentos de mejorar la velocidad de estos sistemas, las etapas mecánicas hacen difícil que las velocidades alcanzadas superen las decenas de kHz. Es en este punto donde se comienzan a explorar alternativas a la técnica TD-LCI.

2.3. Interferometría de baja coherencia: dominio de la frecuencia

La evolución de los sistemas TD-LCI pasa por emplear el dominio de la frecuencia para codificar la información estructural de la muestra. A este conjunto de técnicas se las conoce como *Frequency Domain LCI* (FD-LCI) [19, 53, 55, 62]. A diferencia de los sistemas TD-LCI, la información de todas las profundidades de la muestra se escanean a la vez. Posteriormente, a la medida obtenida se le aplica la transformada inversa de Fourier para recuperar la información de los eventos reflectivos en el dominio del tiempo ($p_{out}(\tau_{ref})$), obteniendo así la misma medida que con un sistema TD-LCI [62].

En cuanto a la implementación, la técnica FD-LCI cuenta con dos posibilidades para demultiplexar la información espectral. Ambas se pueden observar en la Figura 2.3. En primer lugar, la Figura 2.3(a) se muestra la implementación de la técnica SB-LCI (*Spectrometer-Based LCI*) donde la demultiplexación se realiza mediante el uso de un espectrómetro dispersivo y una línea de detectores. En este caso, se emplea una fuente parcialmente incoherente junto a un espectrómetro (típicamente una red de difracción) y a una línea de detectores para obtener la información de la muestra en el dominio de la frecuencia. De este modo, el espectro de la interferencia generada

está codificado espacialmente en los píxeles del detector. Por otra parte, la Figura 2.3(b) muestra la técnica SS-LCI (*Swept-Source LCI*) donde la información espectral se obtiene a partir del barrido de una fuente láser sintonizable y un fotodetector. En este sentido, la demultiplexación se realiza en la fuente gracias al uso de un láser sintonizable capaz de barrer rápidamente las longitudes de onda deseadas. Toda esta información se captura en función del tiempo empleando un único fotodetector.

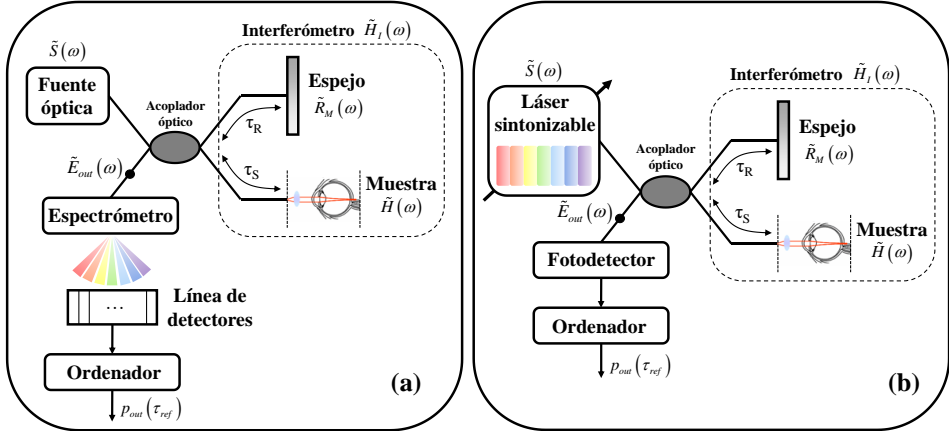


Figura 2.3. Implementación de las técnicas (a) SB-LCI y (b) SS-LCI.

A pesar de que las estructuras SB-LCI y SS-LCI no sean exactamente iguales, el tratamiento matemático sí es muy similar. De igual manera que en la técnica TD-LCI, el campo óptico tras la interferencia en el interferómetro se describe mediante la Ec. (2.1). Sin embargo, la diferencia radica en que a la señal obtenida en la línea de detectores (SB-LCI) o en el fotodetector simple (SS-LCI) se le debe aplicar la transformada inversa de Fourier para obtener una señal dependiente de τ_{ref} . Por lo tanto, dicha señal tras ser procesada, se puede expresar como:

$$p_{out}(\tau_{ref}) = \frac{1}{4} \left[\underbrace{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \left(|\tilde{H}(\omega)|^2 + |\tilde{R}_M(\omega)|^2 \right) e^{j\omega\tau_{ref}} d\omega}_{BB} - \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{R}_M^*(\omega) e^{-2j\omega(\tau_S - \tau_R)} e^{j\omega\tau_{ref}} d\omega}_{LCI} \right] + c.c. \quad (2.8)$$

Al observar la Ec. (2.8) y, comparándola con la Ec. (2.4), podemos ver que los resultados obtenidos mediante la técnica TD-LCI y FD-LCI son muy similares. Para

ilustrar las diferentes contribuciones generadas en un sistema FD-LCI, la Figura 2.4 representa la señal obtenida tras realizar la transformada inversa de Fourier.

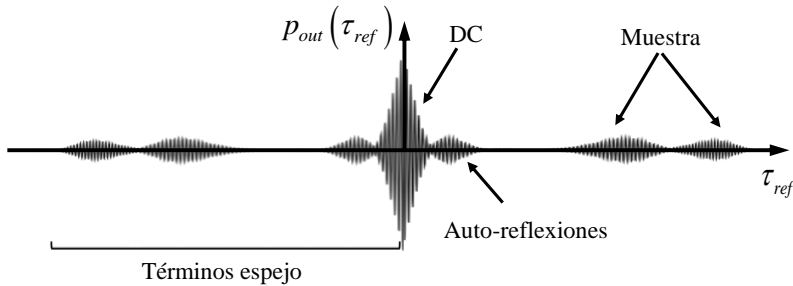


Figura 2.4. Señal obtenida tras realizar la transformada inversa de Fourier en un sistema FD-LCI.

Sin embargo, encontramos también algunas diferencias. En primer lugar, vemos una contribución que no contiene información relativa a la muestra, como sucede en el caso TD-LCI. Por lo tanto, al realizar la transformada inversa de Fourier de dicha contribución, se obtendrá una componente en banda base cuya forma vendrá determinada por la fuente óptica considerada, tal como se expresa en la Ec. (2.3). Es importante remarcar en este punto que en la técnica FD-LCI se adquieren todas las profundidades de la muestra simultáneamente y este hecho puede conllevar ciertos efectos no deseados. Entre ellos, se encuentran las auto-reflexiones en el interior de la muestra. Teniendo en cuenta un modelo por capas de la muestra, cuando uno de los haces de luz reflejado en una de las capas viaja de nuevo hacia el acoplador, puede ocurrir que se encuentre con otra capa de la muestra y se refleje nuevamente. En dicho momento se genera una contribución asociada al retardo existente entre ambas capas de la muestra, lo que no aporta una información relevante acerca de la posición exacta de las diferentes capas. Tras aplicar la transformada inversa de Fourier, estas componentes no deseadas serán visibles en bajos valores de τ_{ref} , ya que la diferencia de retardo entre capas no es comparable al retardo original producido por una de las capas de la muestra. En LCI tradicional, algunos autores han denominado a este fenómeno como ruido de coherencia [19, 53]. Este escenario será analizado con más detenimiento en un apartado del capítulo 3. Además, es importante dejar claro que, tanto la componente generada alrededor del origen de τ_{ref} (DC) como el término de auto-reflexiones, provienen de la componente en banda base (BB).

A continuación, observamos que la segunda contribución (LCI) es muy similar a la obtenida en el caso TD-LCI ya que contiene la información asociada a la muestra. Además, vemos que en este caso también existe una exponencial asociada a los retardos generados por los caminos ópticos del brazo de referencia (τ_R) y del brazo de la muestra (τ_S). Sin embargo, mediante el control de dichos retardos es posible

desplazar la información sobre la muestra tras realizar la transformada inversa de Fourier en el eje relacionado con τ_{ref} . De este modo, es posible alejar la información de interés de las componentes no deseadas, permitiendo una medida más fiable. Por último, debe hacerse mención al significado del complejo conjugado (*c.c.*) en la Ec. (2.8). La realización de una transformada inversa de Fourier sobre una magnitud real como es la fuente óptica ($\tilde{S}(\omega)$) produce que la señal obtenida ($p_{out}(\tau_{ref})$) tenga simetría Hermítica, es decir, la señal y su complejo conjugado son exactamente iguales pero de signo contrario. Por lo tanto, cuando se realice la reconstrucción de la muestra, se obtendrá una señal simétrica (términos espejo en la Figura 2.4) en el eje negativo de τ_{ref} . Este efecto no es relevante si se realiza el análisis de la muestra en el eje positivo, ya que simplemente la información está duplicada.

Continuando con el ejemplo de fuente gaussiana igual que en la técnica TD-LCI, la salida del fotodetector en este caso será:

$$P_{out}(\tau_{ref}) = \frac{1}{4} \left[\left(\underbrace{\frac{1}{2}(H_0^2 + R_M^2)}_{DC} e^{-\Delta\omega^2 \tau_{ref}^2} - \underbrace{H_0 R_M^*}_{LCI} e^{-\Delta\omega^2 (\tau_{ref} - \tau_0)^2} \right) + c.c. \right] \quad (2.9)$$

Comparando las Ec. (2.6) y (2.9) podemos observar, en primer lugar, que el término relacionado con la muestra (LCI) es exactamente igual, siendo evidente que ambas técnicas obtienen la información de la muestra correctamente. Sin embargo, en esta comparación podemos observar también algunas de las mejoras que FD-LCI tiene sobre TD-LCI.

Por un lado, el término de las auto-reflexiones en sistemas TD-LCI no es visible ya que la componente de banda base generada no depende de τ_{ref} , por lo que tanto el término de DC como el de auto-reflexiones se suman en una misma componente de continua. Este hecho provoca que el nivel de continua sea más alto, empeorando así la relación SNR (*Signal to Noise Ratio*) lo que afecta directamente a la sensibilidad. Por el contrario, el término de banda base generado en FD-LCI sí depende de τ_{ref} por lo que se distribuye a lo largo del eje, tal como se ha explicado previamente y se puede observar en la Figura 2.4.

Por otro lado, el cambio de dominio temporal a frecuencial para la caracterización de la muestra permite elevar notablemente la velocidad de escaneo del sistema. Como ejemplo, ciertas aplicaciones comenzaron a referirse al término “procesado en tiempo real”, logrando velocidades cercanas a los 20 kHz para sistemas SB-LCI y 50 kHz para sistemas SS-LCI [63, 64]. En la actualidad, existen algunas propuestas en SS-LCI capaces de alcanzar incluso los 10 MHz [65]. Además, los sistemas FD-LCI poseen una sensibilidad mayor a los sistemas TD-LCI. De manera general, la sensibilidad se define en LCI como la reflectividad más pequeña que el sistema es

capaz de captar y se asocia a la SNR del sistema [19, 53, 55]. En la comparativa realizada entre TD-LCI y FD-LCI en términos de sensibilidad, la ventaja de usar técnicas en el dominio de la frecuencia es de aproximadamente unos 20 dB [66, 67]. De forma intuitiva, este hecho se puede observar en que los sistemas FD-LCI adquieren todas las profundidades de la muestra simultáneamente, mientras que en TD-LCI sólo los fotones asociados a la posición concreta del espejo contribuyen a la señal obtenida.

A pesar de que el desarrollo de las técnicas SB-LCI y SS-LCI ha transcurrido en paralelo, también existen ciertas diferencias entre ambas. En el caso de SB-LCI, debido a la necesidad de utilizar una línea de detectores, existe una limitación en el tamaño del píxel, que provoca a su vez una limitación en la resolución espectral. Este hecho hace que tras realizar la transformada inversa de Fourier exista una pérdida de sensibilidad con la profundidad de penetración [68, 69]. En LCI, la profundidad de penetración se asocia a la capa más lejana que un sistema puede llegar a detectar. En las técnicas basadas en SB-LCI, este hecho implica una enorme limitación en la profundidad de penetración del sistema. En la Figura 2.5 se puede observar una representación de este fenómeno. Asimismo, los espectrómetros dispersivos provocan efectos no deseados. Generalmente, estos dispositivos se diseñan para dispersar linealmente las longitudes de onda. Sin embargo, en una implementación real dicho proceso no es completamente lineal, necesiándose una precalibración del sistema [70]. En el caso de SS-LCI, la limitación principal se establece en el ancho de línea de la fuente láser sintonizable, de forma parecida a la limitación espectral vista en SB-LCI [20]. No obstante, el uso de un fotodetector simple, hace que no exista un factor de caída de la sensibilidad con la profundidad de penetración, lo que le da a la técnica SS-LCI una cierta ventaja innata frente a SB-LCI, aumentando el rango de medida del sistema [71].

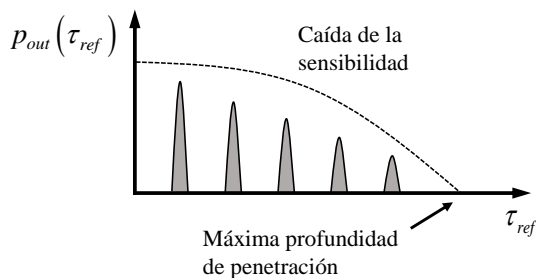


Figura 2.5. Representación del efecto de caída de la sensibilidad con la profundidad de penetración debido a la limitación en la resolución espectral del espectrómetro (SB-LCI) o en el ancho de línea instantáneo del láser sintonizable (SS-LCI).

Actualmente, las investigaciones en referencia a FD-LCI se centran en la mejora de los parámetros clave del sistema, como la velocidad de escaneo o la profundidad

de penetración. En este sentido, como se ha comentado anteriormente, una de las mayores debilidades de las técnicas basadas en SB-LCI es la no linealidad del espectrómetro dispersivo empleado. Por ello, algunos autores están centrando su atención en mejorar la linealidad de este dispositivo o de proponer métodos alternativos para abaratar el coste [72, 73, 74]. Sin embargo, la mayor parte de las publicaciones más actuales se basan en la técnica SS-LCI, dadas sus ventajas sobre SB-LCI. En este tipo de sistemas, el láser sintonizable representa el componente más crítico, ya que a partir de éste se determinarán las características del sistema. En concreto, son dos los elementos básicos que más lo caracterizan: el medio amplificador y el filtro selectivo de longitud de onda. En cuanto al medio amplificador, el amplificador óptico de semiconductor (*semiconductor optical amplifier*, SOA) es el más utilizado, principalmente por las bajas fluctuaciones que genera a la salida del láser y por los grandes anchos de banda de amplificación que se pueden alcanzar (en torno a 10 dB en un ancho de aproximadamente 100 nm). Sin embargo, tiene como contrapartida que su implementación resulta compleja en láseres que trabajen en las regiones de 1310 y 1550 nm [75]. Por otra parte, los filtros selectivos de longitud de onda deben ser lo suficientemente rápidos para conseguir velocidades de sintonización de kHz o MHz. Además, es recomendable que los anchos de banda de sintonización superen los 100 nm y que su espectro de transmisión sea estrecho, del orden de los 100 pm. En este sentido, los filtros basados en sintonización activa son los más populares, donde la longitud de onda seleccionada se establece mediante un filtro intracavidad. Entre ellos destacan los basados en redes ópticas con espejos o redes de difracción [76, 77] y los basados en filtros Fabry-Perot [78]. El estándar actual de las fuentes láseres sintonizables se caracteriza por el término *Hundred Cube* que describe a aquellas fuentes que son capaces de alcanzar los 100 nm de ancho de banda, los 100 pm de ancho de línea y los 100 kHz de velocidad de repetición. Comercialmente, son escasas las opciones que alcanzan velocidades de MHz, aunque se pueden encontrar láseres sintonizables que sí cumplen con las condiciones *Hundred Cube*. En este sentido, empresas como Axsun (USA), Micron Optics (USA), Santec (Japón) u Optores (Alemania) son las posibles opciones que ofrecen láseres de estas características [75].

2.4. Aplicaciones de la interferometría de baja coherencia

La capacidad que ofrece la interferometría de baja coherencia de caracterizar retardos ópticos con gran precisión junto con su naturaleza no invasiva, han favorecido la aparición de numerosas aplicaciones. Como se ha comentado en el capítulo 1, el campo de la medicina ha sido el mayor foco de interés desde los años 90, donde se popularizó para la obtención de imágenes en 2D y, ya en 2005, para la captura de imágenes volumétricas en 3D. Sin embargo, LCI también se puede aplicar a campos como el sensado de magnitudes físicas o la caracterización de componentes. Previo al desarrollo de las ideas principales de cada aplicación, en la Tabla 2.1 se muestra

una relación entre los parámetros clave de LCI y su relevancia para cada aplicación: imagen (I), sentido (S) y caracterización de componentes (C).

	I	S	C
Resolución	■ Relevante	■ Relevante	■ Relevante
Sensibilidad	■ Relevante	■ No relevante	■ No relevante
Profundidad de penetración	■ Relevante	■ Relevante	■ No relevante
Velocidad de escaneo	■ Depende de la aplicación	■ Depende de la aplicación	■ Depende de la aplicación

■ Relevante ■ No relevante ■ Depende de la aplicación

Tabla 2.1. Relevancia de cada parámetro clave en LCI en función de la aplicación.

2.4.1. Imagen

El principio físico empleado por el conjunto de técnicas LCI tiene una gran potencialidad gracias a su sencillez. Es por ello que las posibilidades en cuanto a aplicaciones son enormes. Entre ellas, la que más repercusión ha tenido a lo largo de los años es la obtención de imágenes mediante LCI. De manera análoga a los sistemas basados en ultrasonido, la captura de imágenes mediante la técnica LCI aprovecha la información obtenida tras la reflexión del haz de luz en la muestra inspeccionada.

En la Figura 2.6 se muestran los tres tipos de escaneo más comunes en relación con el campo de la imagen en LCI. En éste caso, independientemente de la técnica LCI concreta empleada (TD, SB o SS), la información obtenida sobre la profundidad de la muestra se denomina A-scan [19, 20]. Mediante la correcta adaptación del sistema LCI, se modifica el brazo de la muestra para obtener A-scans sucesivamente en posiciones adjuntas, formando así una imagen en 2D en el plano X-Z. A la imagen obtenida en este proceso se le denomina B-scan [20] y representa la sección longitudinal de la muestra. De forma similar, si en vez de analizar la muestra en su dimensión axial se realiza en su dimensión transversal (plano X-Y), la información obtenida se denomina T-scan [79], de forma análoga al A-scan. Además, por extensión, a la imagen obtenida cuando se mantiene el escaneo en un plano transversal concreto de la muestra y se adquiere la información en posiciones adjuntas, se la denomina C-scan, representando la sección transversal de la muestra [20]. Generalmente, la obtención de imágenes 2D a partir de los principios de LCI se conoce como OCT, término comentado en el capítulo de introducción. La primera demostración al respecto fue realizada en 1991 por Fujimoto y su equipo, donde se presentaron diferentes imágenes 2D de objetos biológicos [30].

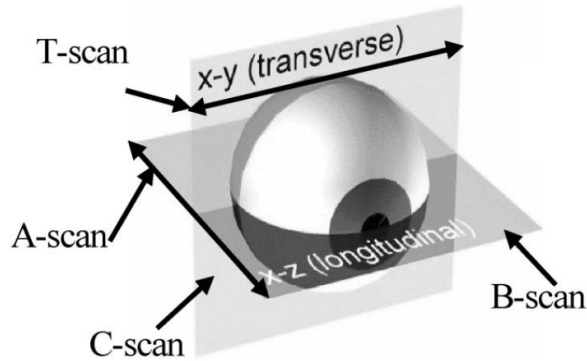


Figura 2.6. Tipos de escáneres en un sistema de imagen basado en LCI. Imagen extraída de [79].

A partir de 1991 se comienzan a explotar las posibilidades de OCT en el campo de la medicina. En este caso, la mayor limitación viene establecida por la poca profundidad de penetración que es posible alcanzar (del orden de los milímetros), ya que, generalmente, los tejidos biológicos absorben la luz fácilmente, evitando el escaneo de capas más profundas. Por esta razón, los primeros ensayos clínicos, realizados entre 1995 y 2005, tienen como campo de estudio la oftalmología ya que las diferentes partes del ojo presentan unas buenas características reflectivas. En estos primeros ensayos, OCT permite medir con precisión la estructura del ojo y, posteriormente, se convierte en una excelente técnica para el diagnóstico de enfermedades oculares [80]. Como ejemplo, en la Figura 2.7 se muestra un escáner en el que se diferencian las diferentes partes de la retina.

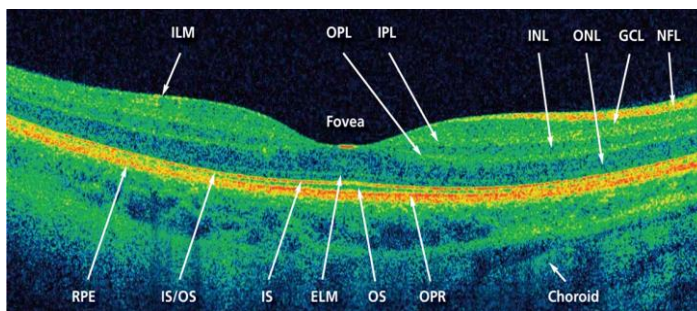


Figura 2.7. Diferentes capas de la retina observadas a través de un sistema OCT.

Tras la oftalmología, la observación cardiológica mediante OCT es otro de los campos de aplicación médica más importante, ya que representa un sistema más preciso que la obtención de imagen por ultrasonido [80]. En este sentido, el diagnóstico temprano de estructuras anómalas en tejidos del corazón resulta esencial

para prevenir ciertas enfermedades cardiovasculares [80]. Por último, OCT es muy efectiva en el área de la dermatología, ya que las capas más superficiales de la piel son fácilmente accesibles mediante esta técnica. En este sentido, la detección de cáncer de piel, el diagnóstico y tratamiento de quemaduras o de algunas enfermedades inflamatorias son algunos ejemplos de aplicación [80].

Independientemente de la aplicación concreta, los sistemas OCT dedicados a medicina se suelen caracterizar por trabajar en la banda de 800-1300 nm, donde las profundidades de penetración alcanzan varios milímetros [81]. Además, gracias a las propiedades de coherencia de las fuentes empleadas, se obtienen resoluciones entre 1 y 20 μm con sensibilidades que sobrepasan los 90 dB. Por último, la velocidad para obtener un A-scan depende altamente de la técnica LCI empleada (TD, SB, SS) aunque los sistemas OCT típicos suelen operar a velocidades que van entre 20-100 kHz. Comercialmente, un sistema OCT completo tiene un coste que varía entre los 40.000 y 80.000 € dependiendo de la aplicación y la técnica LCI implementada [37, 82]. El alto precio de estos equipos es uno de los mayores factores limitantes en la evolución de OCT, ya que no es accesible para ciertos centros de investigación. En este sentido, resultan interesantes ciertas propuestas que se autodenominan como “Low-cost OCT”, propuestas que son cada vez más típicas en la actualidad [83, 84]. A modo de ejemplo, en la Figura 2.8 se muestran dos equipos OCT comerciales dedicados a las áreas de oftalmología y dermatología.

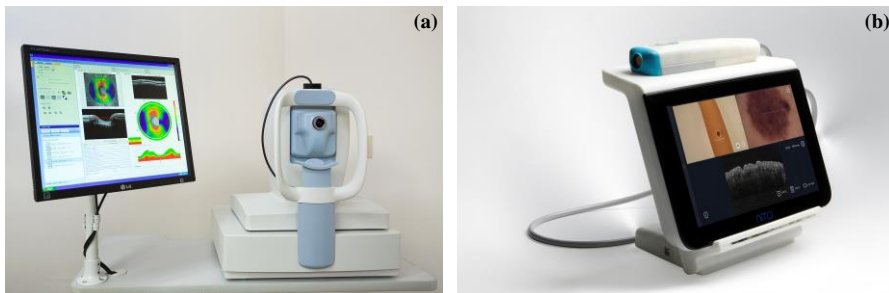


Figura 2.8. Equipos OCT comerciales para aplicaciones de (a) oftalmología y (b) dermatología.

Por extensión, fuera del área de medicina la obtención de imágenes de otros elementos diferentes a los tejidos biológicos también adquiere el nombre de OCT. Las primeras aplicaciones relevantes aparecen en 2004, donde el principal interés es el examen de las capas de barniz y esmalte en pinturas y el análisis estructural de cristales semitransparentes y de piezas cerámicas [37, 85]. En este caso, las propiedades no destructivas de OCT permiten analizar el tamaño de las capas de barniz que se deterioran con el paso del tiempo [86]. Como ejemplo, en la Figura 2.9 se muestra la imagen original de “La virgen y el niño con un ángel” perteneciente a la © Galería Nacional de Londres y una imagen obtenida a partir de un escáner OCT,

donde se observa el buen contraste obtenido gracias a la alta sensibilidad de este tipo de sistemas.

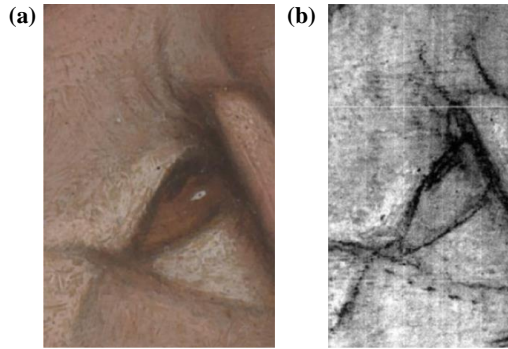


Figura 2.9. (a) Detalle del ojo del ángel en el cuadro “La virgen y el niño con un ángel” expuesta en la © Galería Nacional de Londres. (b) Imagen de 10x15 mm obtenida a partir de un sistema OCT a 930 nm. Imágenes extraídas de [37].

2.4.2. Sensado

Los sistemas basados en LCI, además, poseen ciertas virtudes que los convierten en una excelente opción para aplicaciones de sensado, hecho que queda patente con las primeras aplicaciones de LCI [22, 23]. La idea básica de estos sistemas es la monitorización de las diferencias de fase entre los brazos del interferómetro, lo que se traduce en una diferencia de caminos ópticos (*Optical Path Difference*, OPD). Estas diferencias de fase vienen producidas por las variaciones de una magnitud física, como puede ser la temperatura, la presión o el esfuerzo [87, 88].

En lo referente a su implementación, algunos de los sistemas de sensado mediante LCI pueden constar de dos o más interferómetros. En la Figura 2.10 se representa un ejemplo de esta implementación. Como se puede observar, uno de los interferómetros se denomina “interferómetro de referencia” o “interferómetro de procesado”, cuya misión es generar diferentes OPD de referencia para comparar con el OPD medido en un sensor y obtener un máximo en el patrón de interferencia. La existencia del escaneo del OPD denota que en estos sistemas se emplea, generalmente, un esquema basado en TD-LCI [87, 89, 90], aunque también existen propuestas basadas en FD-LCI [91, 92]. Mediante la medida de la diferencia entre el OPD de referencia y el que provoca el máximo en el patrón de interferencia, es posible obtener la variación de la magnitud física en cuestión. Este interferómetro debe estar correctamente aislado de vibraciones y cambios de temperatura ya que de la fiabilidad de la señal de referencia dependerá el error cometido en la medida. Por otra parte, el “interferómetro de sensado” es el que contiene los elementos necesarios para obtener información sobre la magnitud física concreta.

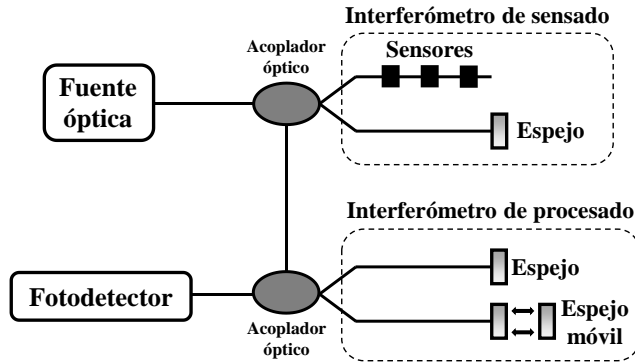


Figura 2.10. Estructura LCI para aplicación de sensores con doble interferómetro: uno de sentido y otro de procesado.

Cabe destacar que LCI ofrece una gran ventaja frente a otros tipos de sistemas en la funcionalidad del interferómetro de sentido: la multiplexación. En numerosas aplicaciones de sentido resulta interesante la caracterización de varios puntos de medida como, por ejemplo, el estiramiento de un objeto [87]. Las respuestas de los diferentes sensores empleados pueden multiplexarse en una sola señal óptica sin necesidad de técnicas de multiplexación temporal o frecuencial complejas, para posteriormente ser demultiplexada y analizada al llegar al “interferómetro de referencia”. Los sistemas de sentido que combinan la implementación con dos o más interferómetros y la multiplexación suelen emplearse en la medida de presión o esfuerzo por medio de transductores.

Por otra parte, también suelen ser comunes los sistemas de sentido destinados a medir cambios de temperatura siendo el método empleado ligeramente diferente a los casos comentados previamente [89, 92, 93]. En primer lugar, se encuentra la diferencia de fase entre la señal de referencia y la señal del sensor cuando se produce el máximo del patrón de interferencia. Seguidamente, se asocia la diferencia de fase obtenida con un cambio de temperatura. A modo de ejemplo, en la Figura 2.11(a), se muestra un caso extraído de [18], donde se puede observar la estructura LCI para la caracterización de la temperatura. En este caso, la señal óptica generada a partir de un diodo superluminiscente (*Superluminescent Diode SLD*) llega a un interferómetro Michelson donde una cabeza sensora actúa como muestra y un gel óptico altamente reflectivo hace las veces de superficie reflectora. Tras producirse la interferencia, un OSA (*Optical Spectrum Analyzer*) captura la densidad espectral de la intensidad a la salida del acoplador óptico.

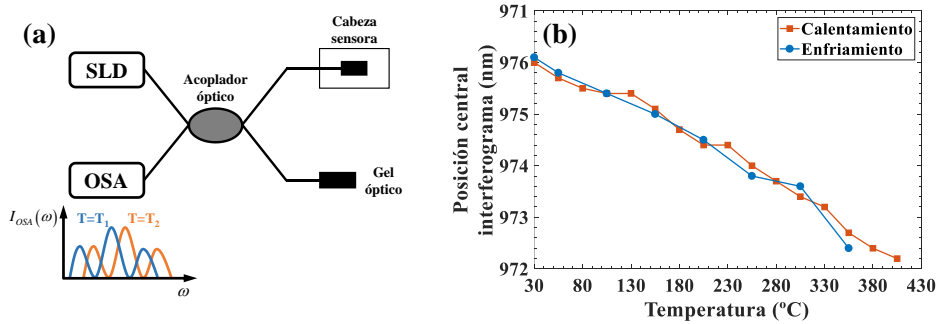


Figura 2.11. (a) Esquema de la estructura LCI empleada para caracterización de temperatura. (b) Relación entre la posición del patrón de interferencia y la temperatura con la que se corresponde dicha posición. Información de [18].

De esta forma, el patrón visible en el OSA, $I_{OSA}(\omega)$, se captura sucesivamente tras aplicar ciertos cambios de temperatura a la cabeza sensora. Posteriormente, se obtienen las diferencias de fase entre las diferentes capturas y se asocia dicha diferencia con el cambio de temperatura producido mediante una relación lineal [18, 89, 93, 94] expresada en la Ec. (2.10) y visible en la Figura 2.11(b):

$$\Delta\Phi = \frac{4\pi nL}{\lambda} \left(\frac{1}{n} \frac{dn}{dT} + \frac{1}{L} \frac{dL}{dT} \right) \Delta T \quad (2.10)$$

donde $\Delta\phi$ y ΔT son la diferencia de fase y de temperatura, n es el índice de refracción, L es la longitud del tramo de fibra empleado y λ es la longitud de onda central de la fuente. En una fibra con núcleo de sílice, por ejemplo, las magnitudes anteriores son $dn/dT = 7 \times 10^{-6} \text{ C}^{-1}$ y $dL/dT = 5 \times 10^{-7} \text{ C}^{-1}$ [94].

A diferencia de las aplicaciones relacionadas con la obtención de imágenes, los sistemas de LCI para sensado no tienen unos parámetros clave tan estrictos. Comparando ambos casos, la sensibilidad en OCT debe ser lo más alta posible ya que el nivel de detalle (contraste) de la imagen obtenida dependerá de este valor. Sin embargo, en aplicaciones de sensado, una sensibilidad baja puede ser suficiente para determinar el cambio de fase asociado a cierta magnitud. En concreto, la sensibilidad que caracteriza a estos sistemas suele tener unos valores típicos que se sitúan en los 40-60 dB [89, 90, 92].

También es importante aclarar que estos parámetros como la profundidad de penetración o rango de operación, son altamente dependientes de la aplicación concreta que se desarrolle, ya que, por ejemplo, un mismo sistema de medida de temperatura no puede ser usado en un ambiente de diseño o control de procesos, donde se necesita una gran precisión, y en el control de estructuras como puentes o

edificios, donde el rango de medida debe ser lo más relevante. Sin embargo, como tendencia general, las fuentes empleadas suelen trabajar en el rango de 1300-1600 nm, ya que las posibilidades comerciales son mejores [89, 90, 92, 93, 94].

En cuanto a la resolución, LCI se caracteriza generalmente por una precisión del orden de micras debido a la baja longitud de coherencia de la fuente óptica. Sin embargo, en las aplicaciones de sensado las resoluciones son más dependientes de las propiedades del sensor empleado. Por ello, se pueden encontrar aplicaciones que son capaces de detectar cambios de 0.25 °C en un rango de 20-80 °C en un sistema que combina dos interferómetros y la multiplexación [93] o de 13 Pa en un rango de -4 a 40 kPa para aplicaciones relacionadas con sensores biológicos de presión [88].

2.4.3. Caracterización de componentes

El último grupo de aplicaciones que consideramos es la caracterización de componentes ópticos, donde la interferometría de baja coherencia destaca por su fiabilidad y su rapidez ya que, empleando una única medida, es posible obtener mucha información sobre el componente interrogado. Como comentario previo a la revisión de algunos sistemas dedicados a la caracterización de componentes, es importante remarcar que no es necesario que estos sistemas posean unas características particulares en términos de parámetros clave, a diferencia de los sistemas de imagen o sensado. En estas aplicaciones se obtiene la respuesta del elemento interrogado fácilmente mediante la observación del patrón de interferencia, donde el único parámetro que puede resultar relevante es la resolución, destacando la técnica LCI por encima de otras como una excelente opción para esta aplicación.

Generalmente, estos sistemas se caracterizan por una baja complejidad ya que a partir de la información contenida en el patrón de interferencia se pueden obtener fácilmente los parámetros más relevantes de algunos componentes. En este sentido, es más común la técnica TD-LCI [95, 96, 97, 98, 99, 100, 101] que la técnica FD-LCI [97, 102, 103, 104], ya que el sistema es estructuralmente más simple. Además, el disponer de un elemento móvil como el espejo de referencia, permite la realización de medida de elementos en cascada. Como ejemplo característico, LCI supone una gran solución para la obtención de parámetros dispersivos y retardos de grupo en componentes ópticos.

En concreto, en [95] se muestran las virtudes que presenta LCI para la caracterización de componentes a través de la obtención del perfil de reflectividad en tres FBGs (Fiber Bragg Grating). Estos elementos son usualmente empleados como compensadores de la dispersión, por lo que es necesario conocer sus características (reflectividad y ancho de banda) de forma precisa. En este caso, la dispersión de las FBGs dentro del interferómetro genera un retardo dependiente de la longitud de onda que provoca que el interferograma presente asimetría y chirp. Tras realizar la Transformada de Fourier a dicho interferograma, es posible obtener las características

dispersivas de cada FBG, así como su reflectividad y su retardo de grupo relativo asociado, tal como se muestra en la Figura 2.12.

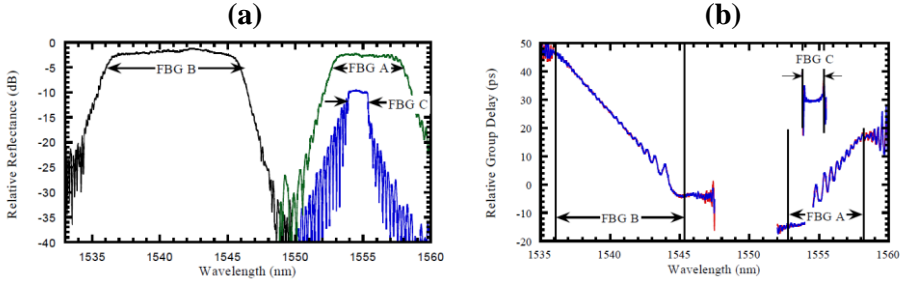


Figura 2.12. Características de las FBGs estudiadas en términos de (a) su perfil de reflectividades y (b) el retardo de grupo relativo asociado. Los resultados mostrados han sido extraídos de [95].

Además de realizar caracterizaciones enfocadas a dispositivos ópticos, LCI se puede aplicar también a muestras generales para obtener parámetros clave como, por ejemplo, el índice de refracción. En [97] se muestran los resultados obtenidos de la caracterización de un polímero como el Polidimetilsiloxano (PDMS), elemento perteneciente al grupo de las siliconas. En este caso, se realiza una medida previa del sistema LCI completo para determinar cómo responde el patrón de interferencia cuando no existe una muestra. Mediante esta normalización, resulta sencillo analizar los cambios en el patrón de interferencia una vez se introduce la muestra a medir.

Por otra parte, es muy común el estudio de ciertas fibras ópticas con características concretas, como las fibras de pocos modos, donde LCI se emplea para la obtención de los modos que se propagan en este tipo de fibras ya que otros métodos como el método de salto de fase u otras técnicas interferométricos, sólo obtienen los modos de propagación fundamentales [96]. En estos casos, los modos se determinan a través del patrón de interferencia y, mediante la dependencia que tiene la fase con la longitud de onda, el retardo de grupo (*Group Delay*, GD). El cálculo del GD propicia posteriormente el cálculo de otras magnitudes como la dispersión de velocidad de grupo (*Group Velocity Dispersion*, GVD) [96, 99, 100].

Otros ejemplos de elementos caracterizados con LCI se pueden observar en [98, 102, 104]. En [98], se trata una técnica de análisis de filtros complejos como los anillos resonantes. Mediante la relación de los picos en el patrón de interferencia con los coeficientes del filtro, es posible determinar la función de transferencia del filtro. De otra manera, en [102] se utiliza un esquema basado en FD-LCI para caracterizar con una alta precisión la función de dispersión de punto (*Point Spread Function*, PSF). Mediante el análisis de la visibilidad del patrón de interferencia es posible obtener la función de transferencia de modulación del espectrómetro para, a través

de la TF, obtener la PSF. Finalmente, el planteamiento realizado en [104] se basa en obtener el patrón de interferencia, que contiene cada camino de ida y vuelta recorrido por la luz dentro del anillo y del que se puede obtener parámetros como el coeficiente de transmisión o el coeficiente de acoplo.

2.5. Analogía de la interferometría de baja coherencia (LCI) a través de la fotónica de microondas (MWP): MWP-LCI

Como se ha comentado en el capítulo 1, el objetivo principal de esta tesis doctoral es la mejora de la técnica tradicional LCI a través del campo de la fotónica de microondas. De esta forma, podemos hablar del concepto MWP-LCI como la técnica que combina ambos campos. En esta sección se introducirán las ideas fundamentales de técnica, publicada por primera vez en [51].

El esquema de la estructura propuesta para esta analogía se muestra en la Figura 2.13. Comparándola con las Figura 2.1 y Figura 2.3 observamos que guarda muchas similitudes con la técnica LCI tradicional. Tanto es así que el campo óptico tras la interferencia producida en el interferómetro ($\tilde{E}_{out}(\omega)$), Ec. (2.2), es exactamente el mismo en los tres casos. Sin embargo, es a partir de este punto donde comenzamos a encontrar diferencias. Para entender mejor el concepto MWP-LCI, hacemos uso de la Figura 2.10, donde se observa una estructura típica de sensado con un interferómetro de sensado y otro de procesado/análisis. De este modo, en la analogía propuesta la señal de la fuente óptica se ranura espectralmente en el interferómetro (elemento de sensado) y posteriormente es analizada mediante un elemento dispersivo (elemento de procesado/análisis).

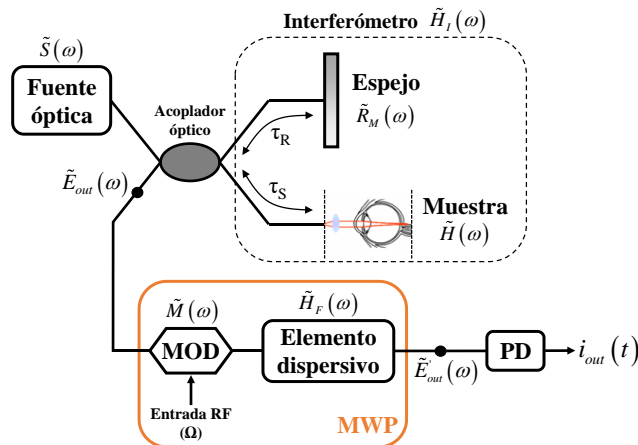


Figura 2.13. Estructura MWP-LCI propuesta como la primera analogía a LCI.

Como puede verse en la Figura 2.13, la señal $e_{out}(t)$ se introduce en un modulador electro-óptico (MOD que realiza una modulación de amplitud (*Amplitude*

Modulation, AM) en doble banda lateral (*Double Sideband*, DSB) mediante una señal eléctrica de frecuencia $\Omega = 2\pi f$. La respuesta del modulador se puede expresar como $\tilde{M}(\omega)$ en el dominio de la frecuencia, mientras que en el dominio del tiempo se describe mediante la siguiente expresión:

$$m(t) = 1 + m \cos(\Omega t) \quad (2.11)$$

A continuación, dicha señal óptica modulada se introduce en un elemento dispersivo caracterizado por una longitud L y por su fase $\beta(\omega)$. De esta forma, la función de transferencia del elemento dispersivo, $\tilde{H}_F(\omega)$, se puede expresar matemáticamente como:

$$\tilde{H}_F(\omega) = e^{-\frac{\alpha}{2}L} e^{-j\beta(\omega)L} \quad \text{con} \quad \beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 \quad (2.12)$$

donde α representa las pérdidas ópticas asociadas al elemento dispersivo, β_0 es la constante de propagación, β_1 es el retardo asociado a la frecuencia óptica ω_0 y β_2 se asocia con la dispersión cromática. A partir de este punto se hablará de dispersiones acumuladas, es decir, se usará la notación $\varphi(\omega) = \beta(\omega)L$. Es necesario añadir también que en [51] se realiza un análisis matemático con un elemento dispersivo que posee una dispersión de tercer orden (φ_3) no despreciable. Aunque el desarrollo de este apartado no contemple este caso, se analizarán en profundidad los efectos de un elemento dispersivo real en uno de los apartados correspondientes al capítulo 3.

De esta manera, a la salida del elemento dispersivo tenemos un campo óptico, $e'_{out}(t)$, que se relaciona con $\tilde{E}'_{out}(\omega)$ a través de la Transformada de Fourier y que puede expresarse como:

$$e'_{out}(t) = e_{out}(t)m(t) \otimes h_F(t) \quad (2.13)$$

donde $h_F(t)$ es la respuesta impulso temporal del elemento dispersivo

Finalmente, el campo $e'_{out}(t)$ pasa por un fotodetector (PD) que realiza la conversión al dominio eléctrico, obteniendo así la señal $i_{out}(t)$. En [51] se propone el análisis de la estructura vista en la Figura 2.13 a través de la función de transferencia del sistema, es decir, obteniendo el parámetro S_{21} , medida que equivale a obtener el interferograma en un caso de LCI tradicional. Además, si consideramos un régimen de pequeña señal en el modulador y nos quedamos únicamente con el primer armónico de dicha función de transferencia, se obtiene la siguiente expresión:

$$I_1(\Omega) = \left[\frac{m}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega\varphi_1} \cos\left(\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2\right) \right] \left[\underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \left(|\tilde{H}(\omega)|^2 + |\tilde{R}_M(\omega)|^2 \right) e^{-j\Omega\varphi_2(\omega-\omega_0)} d\omega}_{BB} \right. \\
 \left. - \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{R}_M^*(\omega) e^{-2j\omega(\tau_s-\tau_r)} e^{-j\Omega\varphi_2(\omega-\omega_0)} d\omega}_{LCI(+\Omega)} - \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}^*(\omega) \tilde{R}_M(\omega) e^{2j\omega(\tau_s-\tau_r)} e^{-j\Omega\varphi_2(\omega-\omega_0)} d\omega}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (2.14)$$

Observamos en primer lugar en la expresión anterior que la variable del sistema es la frecuencia eléctrica (Ω). A diferencia de los sistemas TD-LCI y FD-LCI donde se realizaba una conversión entre el dominio óptico (ω) y el dominio espacial/temporal (τ_{ref}), en MWP-LCI se habla de conversión entre dominio óptico (ω) y dominio de frecuencias eléctricas (Ω). Tal como se ha comentado previamente, el elemento dispersivo posee un papel fundamental en las estructuras MWP-LCI ya que es el encargado de generar el mapeo tiempo-frecuencia, cuyo factor clave es la dispersión cromática (φ_2). Esta técnica se conoce en el campo de MWP como Transformada de Fourier Dispersiva (*Dispersive Fourier Transform*, DFT) [105, 106]. A través de la DFT realizada por el elemento dispersivo, se crea una relación entre el dominio eléctrico (Ω) y el dominio temporal/espacial (τ_{ref}) dada por la dispersión cromática:

$$\tau_{ref} = -\varphi_2\Omega \quad (2.15)$$

A continuación, si comparamos la Ec. (2.14) con las Ec. (2.4) y (2.8) observamos que tienen una estructura muy similar. De nuevo, existen dos contribuciones importantes: un término de banda base (BB) y otro referente a la información de la muestra (LCI). En primer lugar y, de la misma forma que en TD-LCI y FD-LCI, la contribución denominada como BB no contiene información sobre la muestra. De este modo, la contribución BB generará dos términos: un término de DC que origina una resonancia de RF en el origen del eje de frecuencias eléctricas, similar al que existe en FD-LCI y, en un escenario donde se considere una muestra multicapa, un término de auto-reflexiones ya que la contribución BB de la Ec. (2.14) y (2.8) es exactamente la misma.

Seguidamente, la contribución LCI que contiene la información de la muestra está dividida en dos términos. El término LCI (+ Ω) genera una resonancia de RF en la parte positiva del eje de Ω por cada capa que presente la muestra. Cada una de estas resonancias se relaciona con una capa de la muestra. El retardo temporal asociado a cada una de estas capas tiene una relación directa con la frecuencia central de cada resonancia generada. Asimismo, se puede extender esta relación a un retardo espacial (OPD) sabiendo que $OPD = c_0 \cdot \tau_{ref}$ de manera similar a la Ec. (8) en [51]:

$$\Omega = -\frac{OPD}{c_0 \cdot \varphi_2} \quad (2.16)$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

Por último, el término referenciado como LCI ($-\Omega$), genera también una resonancia de RF de idénticas características que el originado por LCI ($+\Omega$) pero en la parte negativa del eje de frecuencias eléctricas. Este concepto recuerda a los términos espejo originados en FD-LCI, ya que aquí también se obtiene toda la información de la muestra de una sola vez. Sin embargo, este término no contribuye de ninguna manera a la obtención de la información de la muestra, ya que sólo es necesaria la medida del término LCI($+\Omega$). Es importante aclarar que, atendiendo a la definición vista en la Ec. (2.15), este término sólo sería visible cuando la dispersión cromática (φ_2) cambie de signo.

De esta manera, a través del análisis de la función de transferencia eléctrica es posible determinar las características estructurales de la muestra, de forma similar a lo que se realiza con la técnica LCI. Si se introduce una capa de retardo τ_0 cuya resonancia asociada está centrada en Ω_0 y se acude al ejemplo de un perfil gaussiano mediante las mismas consideraciones realizadas en TD-LCI y FD-LCI, la Ec. (2.14) queda como:

$$I_1(\Omega) = \left[\frac{m}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega\varphi_1} \cos\left(\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2\right) \right] \left[\underbrace{\left(H_0^2 + R_M^2 \right) e^{-\Delta\omega^2 \left(\frac{1}{2}|\varphi_2|\Omega \right)^2}}_{DC} - \underbrace{H_0 R_M^* e^{-\frac{1}{2}\Delta\omega^2 \left(\frac{1}{2}|\varphi_2|\Omega - \frac{1}{2}|\varphi_2|\Omega_0 \right)^2}}_{LCI(+\Omega)} - \underbrace{H_0^* R_M e^{-\frac{1}{2}\Delta\omega^2 \left(\frac{1}{2}|\varphi_2|\Omega + \frac{1}{2}|\varphi_2|\Omega_0 \right)^2}}_{LCI(+\Omega)} \right] \quad (2.17)$$

Ya que en este caso la respuesta del sistema está escalada a frecuencias eléctricas, la resolución espacial (δz) se calcula a partir de la anchura de la resonancia que, en la función de transferencia obtenida, se asocia con su ancho a 3dB (Δf_{3dB}). Posteriormente, la resolución espacial se puede hallar a partir de:

$$\delta z = c_0 \pi |\varphi_2| \Delta f_{3dB} \quad (2.18)$$

A título de ejemplo, en la Figura 2.14 se representa la función de transferencia de la estructura MWP-LCI considerando el perfil gaussiano visto en la Ec. (2.5). En concreto, la fuente óptica posee un ancho de banda de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm centrado en la longitud de onda $\lambda_0=1547$ nm. Se muestra en el inset de la Figura 2.14 el espectro de la fuente óptica empleada para esta simulación. Asimismo, se considera una muestra

que genera un OPD de 2.1 mm (equivalente a $\tau_0 = 7$ ps) y un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222$ ps².

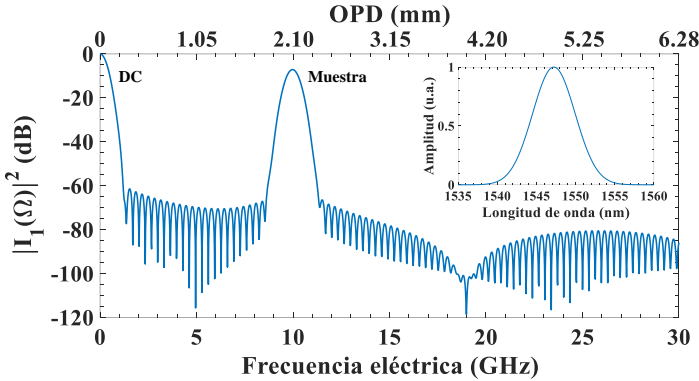


Figura 2.14. Ejemplo de una función de transferencia eléctrica correspondiente a la estructura MWP-LCI de la Fig. 2.9, propuesta como analogía a LCI. El inset muestra el espectro de la fuente óptica gaussiana de 6.4 nm de ancho de banda.

Es necesario recalcar como paso previo al análisis de la Figura 2.14 que, tal como se ha aclarado en la definición de los retardos de la Ec. (2.2), cada retardo individual introducido por la muestra representa únicamente un viaje del haz de luz por el interferómetro. En otras palabras, si una muestra introduce un retardo de 7 ps, realmente se medirá un retardo de 14 ps, correspondiente al viaje de ida y vuelta. De esta forma, al aplicar las Ec. (2.15) y (2.16) es necesario tener en cuenta este factor haciendo que $\tau_{ref} = 2\tau_0$ siendo τ_0 el retardo introducido por la muestra. De esta forma, se observa en la función de transferencia una primera resonancia de RF en el origen del eje de frecuencias eléctricas, correspondiente al término de DC de la Ec. (2.17). A continuación, y alrededor de una frecuencia de 10 GHz, se observa una segunda resonancia de RF, producto del OPD introducido por la muestra, y, por tanto, relacionada con la segunda contribución de la Ec. (2.17). A través de la medida de la frecuencia central de esta resonancia de RF y haciendo uso de la Ec. (2.16), es sencillo encontrar el OPD que ha originado dicha resonancia.

Para obtener la resolución, como se ha comentado antes, es necesario medir el ancho a 3 dB de la resonancia. Para el caso representado en la Figura 2.14, este ancho es $\Delta f_{3dB} = 0.56$ GHz, lo que si acudimos a la Ec. (2.18) resulta en una resolución de 118 μm , aproximadamente. Si comparamos esta resolución con la que se obtiene en LCI tradicional aplicando la Ec. (2.7), que es de 165 μm , observamos que son del mismo orden, y que la mejora se atribuye a que la resolución en MWP-LCI se mide a partir de la función de transferencia, es decir, obteniendo $|I_1(\Omega)|^2$.

En este apartado se pretende mostrar al lector los conceptos clave y el paralelismo existente entre LCI y MWP-LCI, tal como se observa en la Figura 2.1, Figura 2.3,

Figura 2.13 y en las expresiones de las Ec. (2.4), (2.8) y (2.14). A pesar de que se ha demostrado la correcta equivalencia entre ambas técnicas, también es cierto que la analogía propuesta presenta ciertas desventajas que limitan sus parámetros clave. Por un lado, la inherente generación del término de DC supone una limitación cuando se pretenden medir OPDs muy bajos, ya que la resonancia de RF generada podría confundirse con el término de DC, produciendo una medida errónea. Por otro lado, todos los sistemas que empleen un modulador de amplitud junto con señales eléctricas generadas en la banda de microondas y superiores (300 MHz - 300 GHz) sufren del efecto de supresión de portadora (*Carrier Suppression Effect*, CSE). Este efecto provoca desvanecimientos en ciertas frecuencias concretas de la señal eléctrica recibida debido al batido de las bandas laterales con la portadora óptica en el momento de la detección. De este modo, si dichos desvanecimientos se producen en posiciones cercanas a la resonancia de RF, dicha resonancia no sería visible en la función de transferencia, por lo que no se podrá obtener su frecuencia central. Ambos factores afectan negativamente a la profundidad de penetración del sistema, ya sea para OPDs bajos o para OPDs concretos, dependientes de los desvanecimientos. En la Figura 2.15 se muestran dos ejemplos que muestran las limitaciones descritas.

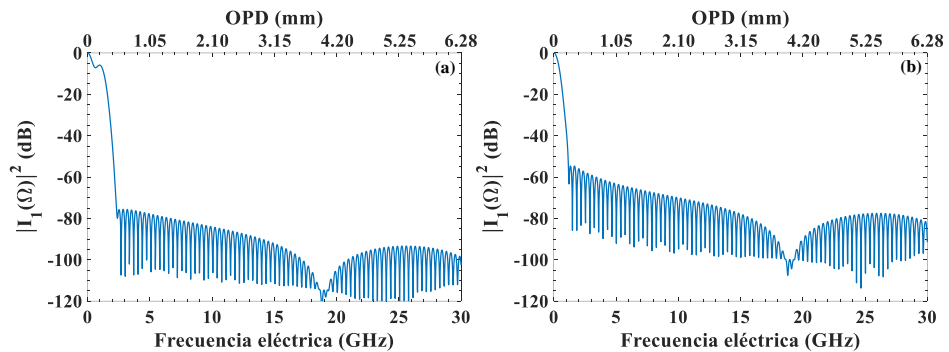


Figura 2.15. (a) Función de transferencia eléctrica obtenida cuando el OPD de la muestra es 0.21 mm (equivalente a 0.7 ps de retardo). Se genera una resonancia de RF a 1 GHz. (b) Función de transferencia eléctrica obtenida cuando el OPD de la muestra es 4 mm (equivalente a 13.4 ps de retardo). La resonancia de RF desaparece completamente al coincidir con el desvanecimiento del CSE (19 GHz).

2.6. Parámetros clave en LCI y MWP-LCI

Una vez se han visto los conceptos más importantes de LCI y MWP-LCI, el último apartado de este capítulo trata de profundizar en las definiciones básicas de los parámetros clave de LCI y cómo se obtienen también en MWP-LCI. A continuación, se describen la resolución, la sensibilidad, la profundidad de penetración y la velocidad de escaneo de este tipo de sistemas.

2.6.1. Resolución

La resolución en LCI, tal como se ha comentado en apartados previos, se asocia con la mínima distancia espacial o temporal que debe existir entre dos eventos reflectivos muy próximos para poder medirse independientemente. En este caso siempre hablamos de resolución axial ya que, en aplicaciones relacionadas con imagen, también existe el concepto de resolución lateral. En LCI tradicional, su definición está estrechamente ligada a la longitud de coherencia (l_c) de la fuente óptica [19, 54, 55]. Por ello que fuentes más anchas, con una longitud de coherencia menor, tengan unas características de resolución mejores que fuentes más estrechas.

La expresión matemática más extendida para calcular la resolución en un sistema LCI ya se ha dado en la Ec. (2.7), en el caso de una fuente con perfil gaussiano. Sin embargo, de forma similar a la expresión típica, en [37], se da una definición más general usando un perfil de fuente genérico:

$$\delta z = \frac{1}{n_R} \frac{4 \ln(2)}{\pi} \frac{\lambda_{\max} \lambda_{\min}}{\lambda_{\max} - \lambda_{\min}} \quad (2.19)$$

donde n_R es el índice de refracción del medio y λ_{\max} y λ_{\min} son las longitudes de onda que delimitan el ancho de la fuente a mitad del máximo.

	Definición	LCI	MWP-LCI
G	$\tilde{S}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Delta\omega^2}} e^{-\left(\frac{\omega^2}{2\Delta\omega^2}\right)}$ $\Delta\omega_{FWHM} = \sqrt{8 \ln(2)} \Delta\omega$	$\delta z = \frac{2 \ln(2)}{\pi} \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda_{FWHM}}$	$\delta z = \frac{\sqrt{2} \ln(2)}{\pi} \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda_{FWHM}}$
U	$\tilde{S}(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta\omega_{FWHM}} & , \omega < \frac{\Delta\omega_{FWHM}}{2} \\ 0 & , \omega \geq \frac{\Delta\omega_{FWHM}}{2} \end{cases}$	$\delta z = 0.603 \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda_{FWHM}}$	$\delta z = 0.443 \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda_{FWHM}}$

Tabla 2.2. Definición matemática de perfil uniforme y gaussiano y resoluciones equivalentes en sistemas LCI y MWP-LCI.

También se ha comentado cómo se traslada el cálculo de la resolución en sistemas MWP-LCI. Como se observa en la Ec. (2.18), lo más importante es recordar que, a diferencia de LCI, en MWP-LCI se obtiene la función de transferencia, por lo que el

valor de la resolución varía ligeramente debido a este factor. A modo de ejemplo, la Tabla 2.2 recoge los principales resultados sobre la resolución tanto en sistemas LCI como en MWP-LCI para dos de los perfiles más representativos, como son el perfil gaussiano (G) y el perfil uniforme (U).

2.6.2. Sensibilidad

Como se ha comentado en varios puntos de este capítulo, la sensibilidad en LCI se asocia directamente con la SNR y se define a partir de la mínima reflectividad que el sistema es capaz de resolver [19, 53, 55]. En muchas ocasiones se expresa a través de la SNR y de la reflectividad mínima [19, 53]. En este sentido, la sensibilidad del sistema es aquella reflectividad que propicia un SNR=1:

$$SNR = \frac{1}{R_{\min}} \Big|_{SNR=1} \quad (2.20)$$

En el campo de MWP-LCI, el concepto es similar: la sensibilidad vendrá dada por aquella reflectividad mínima que haga que la resonancia de RF no se diferencie del ruido en la medida. En la Figura 2.16 se muestra un ejemplo donde se puede observar el concepto de sensibilidad en MWP-LCI.

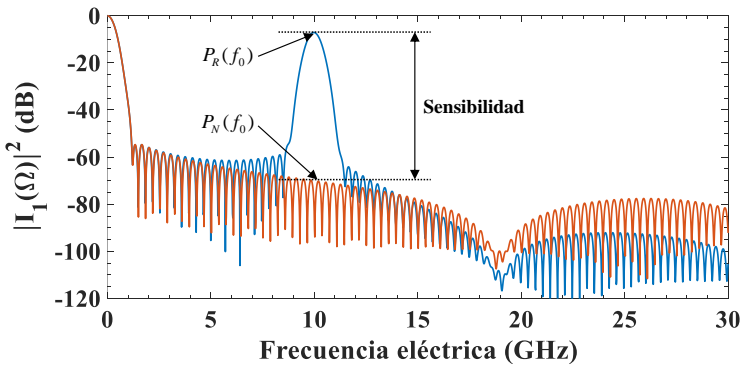


Figura 2.16. Sensibilidad en MWP-LCI. Resultado de la resta entre la amplitud de la resonancia de RF (línea azul) y la contribución de ruido (línea naranja).

Como se empleará en el capítulo 4, para una medida experimental, el cálculo de la sensibilidad se realiza en dos pasos. Primero, se necesita el valor del pico de la resonancia de RF en una frecuencia dada, denominado en la Figura 2.16 como $P_R(f_0)$. Dicho valor se obtiene promediando la amplitud de la resonancia durante varias capturas para eliminar posibles pequeñas fluctuaciones en la medida. A continuación, se elimina la muestra de interferómetro, quedando dicho brazo abierto y se captura la función de transferencia resultante n veces (a mayor n , mejor determinado quedará la

contribución). Por último, se realiza el valor RMS de las funciones de transferencia obtenidas, denominándose el resultado obtenido contribución de ruido, denominado en la Figura 2.16 como $P_N(f_0)$. Finalmente, la sensibilidad en una frecuencia dada se obtendrá al realizar la resta entre el valor de pico de la resonancia de RF y el valor de la contribución de ruido, ambas magnitudes a la misma frecuencia, es decir, $Sensibilidad = P_R(f_0) - P_N(f_0)$. Mediante la medida de suficientes resonancias de RF en un rango dado, es posible obtener un perfil de sensibilidades en función de la frecuencia eléctrica. Este método es similar al que se usa en [107] para caracterizar un chip con aplicaciones en OCT.

2.6.3. Profundidad de penetración

En LCI, la profundidad de penetración se asocia a la capa más lejana que un sistema puede llegar a detectar, por lo que este concepto está estrechamente ligado con el de sensibilidad. Principalmente en aplicaciones de OCT, la profundidad de penetración depende de la longitud de onda central de la fuente óptica, ya que de este factor dependerá la penetración de la luz en el tejido/material que se esté interrogando. En las técnicas FD-LCI, además, existe la pérdida de SNR con la profundidad de penetración debido a las resoluciones limitadas del espectrómetro (SB-LCI) y del ancho de línea de la fuente sintonizable (SS-LCI), por lo que dicha pérdida de SNR limitaría también la profundidad de penetración del sistema.

En los sistemas MWP-LCI que se presentan en esta tesis doctoral, el concepto de profundidad de penetración está ligado a la máxima frecuencia eléctrica que el sistema es capaz de adquirir, relación que viene dada por la Ec. (2.16). Más en concreto, esta frecuencia máxima puede venir impuesta por dos factores:

- Máxima frecuencia capaz de generarse por el equipo que calcula la función de transferencia eléctrica. En el caso de esta tesis doctoral, se emplea un analizador de redes vectoriales, cuyas características principales se describirán en el capítulo 4.
- Frecuencia a la que se pierde cierto valor de sensibilidad o de resolución. Los componentes electro-ópticos que forman un sistema MWP-LCI presentan una respuesta dependiente de la frecuencia que provoca que a ciertas frecuencias el requisito de sensibilidad o de resolución se sitúe por debajo de un cierto límite. Por este motivo, la profundidad de penetración puede verse limitada si se establecen unos márgenes de sensibilidad y de resolución mínimos.

Sin embargo, gracias a las ventajas que presenta la técnica MWP-LCI, para una frecuencia máxima dada, es posible aumentar la profundidad de penetración de forma sencilla si se aumenta la dispersión cromática acumulada del elemento dispersivo (φ_2), como demostraremos tanto teórica como experimentalmente en capítulos

posteriores. Este factor realiza una escalado del eje de frecuencias eléctricas por lo que, para una misma frecuencia máxima, se pueden medir OPDs más profundos. Dicho concepto se ve reflejado en la Figura 2.17.

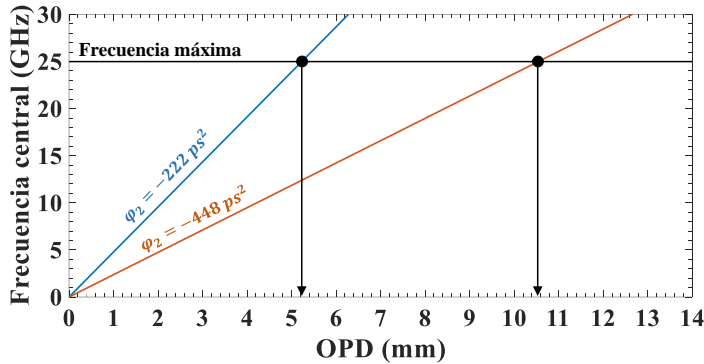


Figura 2.17. OPD en función de la frecuencia central de la resonancia de RF correspondiente para un elemento dispersivo con una φ_2 de -222 ps^2 (línea azul) y otro con -448 ps^2 (línea naranja).

Se puede observar que, por ejemplo, para una frecuencia máxima de 25 GHz y para dos elementos dispersivos diferentes, se logran dos profundidades de penetración máximas diferentes. Para el caso del elemento dispersivo con un valor φ_2 de -222 ps^2 , el OPD máximo es aproximadamente 5.25 mm mientras que para el elemento con φ_2 de -448 ps^2 , el OPD máximo es de 10.55 mm.

2.6.4. Velocidad de escaneo

Por último, el concepto de velocidad de escaneo se aplica principalmente a los sistemas LCI para imagen, es decir, OCT. En dichos sistemas, la velocidad de escaneo se asocia con la velocidad del sistema para obtener un A-scan. En TD-LCI, este concepto se relaciona con el escaneo realizado por el espejo de referencia. En técnicas FD-LCI, se aplica a la velocidad del sistema para realizar la demultiplexación completa de la información espectral de la muestra y el cálculo posterior de la transformada inversa de Fourier para obtener el patrón de interferencia en el dominio del tiempo.

Por estos motivos, la definición para MWP-LCI se influencia de la realizada en OCT. La velocidad de escaneo en MWP-LCI se asocia al tiempo que se necesita para obtener un barrido frecuencial completo; información que ofrece directamente un analizador vectorial de redes (*Vector Network Analyzer*, VNA), típicamente usado en MWP-LCI para obtener la función de transferencia. Dicho tiempo de barrido depende a su vez de diferentes factores como el filtro de resolución, cuyo valor determina la cantidad de ruido que recoge el equipo en la medida. Por lo tanto, interesa un valor

de filtro de resolución pequeño, lo que ralentiza la medida a costa de mantener un bajo nivel de ruido en la captura. Otro parámetro relevante es el número de puntos del barrido, que mejorará la definición de la traza capturada a costa de afectar negativamente al tiempo de barrido cuanto mayor sea su valor. De esta forma, la velocidad de escaneo se define como la inversa del tiempo de barrido empleado por el equipo para obtener un barrido completo.

Capítulo 3

Generalización de la analogía y estructuras MWP-LCI avanzadas

En este capítulo se analizan en profundidad las diferentes estructuras MWP-LCI que se proponen en esta tesis doctoral para mejorar la técnica LCI convencional. En este sentido se propone, en primer lugar, la generalización de la estructura MWP-LCI típica. A continuación, se proponen dos estructuras MWP-LCI avanzadas, cuya característica principal se basa en la reubicación del modulador respecto al interferómetro, lo que modifica las características de la respuesta final del sistema. El análisis realizado para cada una de las estructuras se centra en la obtención de la expresión matemática que proporciona la función de transferencia del sistema. Asimismo, durante el análisis se proponen diferentes soluciones a las limitaciones inherentes de cada una de estas estructuras. Seguidamente, el capítulo se centra en el desarrollo de otros elementos clave de cualquier estructura MWP-LCI: la muestra, donde se analiza el caso característico de una muestra multicapa; la fuente óptica, en el que se realiza un estudio de las fuentes pulsadas y sus efectos como alternativa a las fuentes anchas tradicionales; y, por último, el elemento dispersivo, donde se analiza el caso de un elemento que introduce dispersión de tercer orden, y se propone un método para compensar dicha dispersión. Todas las demostraciones matemáticas realizadas se acompañan de las correspondientes simulaciones numérica.

3.1. Generalización de la estructura MWP-LCI típica: modulador detrás del interferómetro

En el capítulo 2 de esta tesis doctoral se ha presentado y analizado la analogía propuesta existente entre LCI y MWP-LCI [51], donde se plantean los paralelismos entre ambas técnicas. A pesar de que se ha probado que MWP-LCI es una posibilidad real para adquirir la información de la muestra, también se ha podido observar cómo la primera analogía sufre de ciertas limitaciones debido a la naturaleza de la técnica LCI y a ciertos efectos comunes en el campo de MWP. Por ello, en este capítulo 3 se va a estudiar con detenimiento la técnica MWP-LCI, con el fin de plantear mejoras a la propuesta realizada. Para ello, en primer lugar, se generaliza la estructura propuesta en la analogía, que denominaremos en lo sucesivo como estructura MWP-LCI típica.

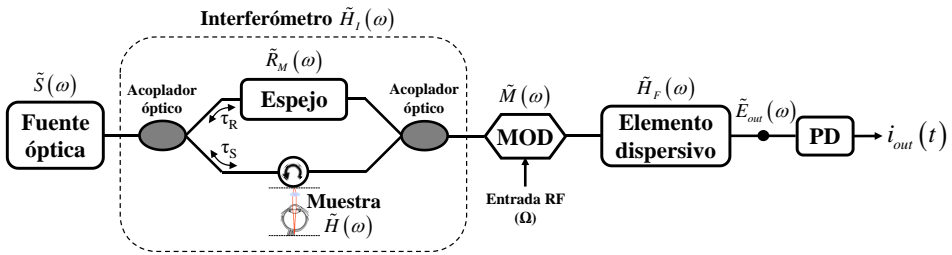


Figura 3.1. Estructura MWP-LCI típica propuesta para realizar la generalización de la analogía entre LCI y MWP-LCI. MOD: modulador electro-óptico, PD: fotodetector.

En la Figura 3.1 se muestra la estructura MWP-LCI propuesta para generalizar la analogía vista en el capítulo 2. Primeramente, se genera una señal óptica en una fuente de baja coherencia descrita por el campo eléctrico $e_s(t)$. Dicho campo se relaciona con su espectro óptico, $\tilde{E}_S(\omega)$, a través de la siguiente transformada de Fourier:

$$e_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.1)$$

A su vez, se puede relacionar la densidad espectral de potencia, $\tilde{S}(\omega)$, con el espectro óptico $\tilde{E}_S(\omega)$ empleando la siguiente expresión:

$$\tilde{S}(\omega) = |\tilde{E}_S(\omega)|^2 \quad (3.2)$$

Tras la fuente óptica, encontramos la estructura interferométrica, cuya respuesta en frecuencia se expresa como $\tilde{H}_I(\omega)$. Mediante un acoplador óptico, se divide la señal óptica en dos y se introduce en sendos brazos del interferómetro. A diferencia de la analogía vista en el capítulo 2, donde se podía observar un interferómetro tipo Michelson, en este caso se considera un interferómetro tipo Mach-Zehnder [108,

109]. De forma simple, podemos decir que la diferencia principal entre ambos radica en que las señales propagadas en un interferómetro Michelson interfieren tras ser reflejadas en dos superficies; mientras que en el interferómetro Mach-Zehnder las señales se combinan tras ser transmitidas por sus brazos. Tal como se observa en la Figura 3.1, en el brazo superior del interferómetro se coloca un espejo cuya respuesta espectral viene dada por $\tilde{R}_M(\omega)$. A su vez, en el brazo inferior, se sitúa la muestra interrogada, cuya función de transferencia viene dada por $\tilde{H}(\omega)$. De esta forma, se puede expresar la respuesta espectral del interferómetro como:

$$\tilde{H}_I(\omega) = \frac{j}{2} \left(\tilde{H}(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_s} + \tilde{R}_M(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_r} \right) \quad (3.3)$$

donde τ_s y τ_r representan los retardos asociados al brazo de la muestra y del espejo. Además, el factor 2 de las exponenciales complejas considera el camino desde el acoplador óptico de entrada hasta la muestra o el espejo y hasta el acoplador de salida.

Tras la propagación de la señal óptica por el interferómetro, se genera el patrón de interferencia en el acoplador óptico de salida. Posteriormente, la señal óptica resultante se introduce en un modulador electro-óptico, descrito por su respuesta impulso-temporal, $m(t)$, o por su función de transferencia, $\tilde{M}(\omega)$:

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\Omega t} \quad ; \quad \tilde{M}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(\omega - n\Omega) \quad (3.4)$$

donde los diferentes términos a_n son los coeficientes que describen el tipo de modulación empleada, con Ω siendo la frecuencia angular en el rango de radiofrecuencia.

A continuación, la señal óptica modulada se hace pasar por un elemento dispersivo, cuya función de transferencia óptica se expresa como:

$$\tilde{H}_F(\omega) = e^{-\frac{\alpha}{2}L} e^{-j\varphi(\omega)} \quad \text{con} \quad \varphi(\omega) = \varphi_0 + \varphi_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\varphi_2(\omega - \omega_0)^2 \quad (3.5)$$

donde α representa las pérdidas ópticas asociadas a la propagación, L es la longitud del elemento dispersivo en cuestión y $\varphi(\omega)$ hace referencia a las dispersiones acumuladas para cada frecuencia óptica representadas como desarrollo de Taylor en torno a la frecuencia óptica ω_0 . En este punto, en el desarrollo matemático realizado sólo se considerarán elementos dispersivos con dispersión de tercer orden nula ($\varphi_3 = 0$). En un apartado posterior de este capítulo se analizará en profundidad las consecuencias de considerar un elemento real, con $\varphi_3 \neq 0$.

Finalmente, el campo previo al proceso de fotodetección se puede expresar en función de los diferentes elementos vistos anteriormente:

$$\tilde{E}_{out}(\omega) = \tilde{H}_F(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \tilde{H}_I(\omega - n\Omega) \quad (3.6)$$

Para obtener la intensidad de salida del sistema, $i_{out}(t)$, es necesario calcular el promedio temporal de la potencia de campo a la entrada del fotodetector, teniendo en cuenta el parámetro de responsividad \mathfrak{R} . De esta manera, la intensidad de salida se calcula mediante la expresión:

$$i_{out}(t) = \mathfrak{R} \left\langle |e_{out}(t)|^2 \right\rangle \quad \text{con} \quad e_{out}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_{out}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (3.7)$$

En este sentido, es necesario calcular el promediado temporal de la potencia de campo visto en la Ec. (3.6) para, posteriormente, introducirlo en la Ec. (3.7). De esta forma, se obtiene:

$$\begin{aligned} \left\langle |\tilde{E}_{out}(\omega)|^2 \right\rangle &= \left\langle \tilde{E}_{out}(\omega) \tilde{E}_{out}^*(\omega') \right\rangle = \\ &= \left\langle \left[\tilde{H}_F(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{H}_I(\omega - n\Omega) \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \right] \left[\tilde{H}_F^*(\omega') \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m^* \tilde{H}_I^*(\omega' - m\Omega) \tilde{E}_S^*(\omega' - m\Omega) \right] \right\rangle = \\ &= \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \tilde{H}_I(\omega - n\Omega) \tilde{H}_I^*(\omega' - m\Omega) \left\langle \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \tilde{E}_S^*(\omega' - m\Omega) \right\rangle = \\ &= 2\pi \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \tilde{H}_I(\omega - n\Omega) \tilde{H}_I^*(\omega' - m\Omega) \tilde{S}(\omega - n\Omega) \delta(\omega - \omega' - (n - m)\Omega) \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde se ha supuesto que la fuente óptica se describe a través de un proceso estocástico estacionario. Esta suposición no se podría aplicar a una fuente basada en un láser *mode-locked*. Por ello, ese caso concreto se trata en uno de los apartados de este capítulo. De este modo, y teniendo en cuenta la relación vista en la Ec. (3.2), el promedio temporal puede escribirse como:

$$\left\langle \tilde{E}_S(\omega) \tilde{E}_S^*(\omega') \right\rangle = 2\pi \cdot \tilde{S}(\omega) \cdot \delta(\omega - \omega') \quad (3.9)$$

A continuación, se introduce la expresión de la Ec. (3.8) en la Ec. (3.7) para así obtener la intensidad a la salida del sistema:

$$i_{out}(t) = \Re \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle |\tilde{E}_{out}(\omega)|^2 \rangle \cdot e^{j(\omega-\omega')t} \cdot d\omega d\omega' = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \cdot e^{j\Omega t(n-m)}. \quad (3.10)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - (n-m)\Omega) |\tilde{H}_I(\omega - n\Omega)|^2 d\omega$$

Con el objetivo de agrupar los diferentes armónicos generados por el modulador (exponencial dependiente de Ω) se propone emplear un cambio de variable, tal que: $k = n - m$. Por lo tanto, la Ec. (3.10) se puede reescribir como:

$$i_{out}(t) = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* e^{jk\Omega t} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - k\Omega) |\tilde{H}_I(\omega - n\Omega)|^2 d\omega \quad (3.11)$$

De esta forma, se observa que es posible agrupar las diferentes contribuciones de la intensidad de salida $i_{out}(t)$ atendiendo a los k -armónicos de la Ec. (3.11):

$$i_{out}(t) = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} I_k(\Omega) e^{jk\Omega t} \quad (3.12)$$

donde k se relaciona con el orden del armónico correspondiente. De este modo, la amplitud de cada uno de los k -armónicos viene dada por:

$$I_k(\Omega) = \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - k\Omega) |\tilde{H}_I(\omega - n\Omega)|^2 d\omega \quad (3.13)$$

En este punto, consideramos que el modulador opera en un régimen de pequeña señal. Este hecho provoca que los términos a_n más relevantes sean aquellos que cumplan que $|n| \leq 1$. De este modo, del sumatorio de la Ec. (3.13), únicamente se tendrán en cuenta los términos a_{-1} , a_0 y a_1 . Por este mismo motivo, sólo se considerará el primero de los armónicos generados ($k = 1$), ya que los armónicos de orden superior no contribuirán de manera relevante en la señal de RF obtenida tras la fotodetección. Además, con el fin de realizar una comparación entre los distintos casos que aparecen en este capítulo se realiza un nuevo cambio de variable. De esta forma, se considera que $\omega' = \omega - n\Omega$. Realizando estas modificaciones sobre la Ec. (3.13), obtenemos:

$$I_1(\Omega) = a_0 a_{-1}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega') \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) |\tilde{H}_I(\omega')|^2 d\omega' +$$

$$a_1 a_0^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') |\tilde{H}_I(\omega')|^2 d\omega' \quad (3.14)$$

A continuación, se sustituyen en la Ec. (3.14) las expresiones de la estructura interferométrica y del elemento dispersivo vistas en las Ec. (3.3) y (3.5), haciendo posible particularizar la amplitud del primer armónico:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) = & \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\phi_1 \Omega} \right] \left[a_0 a_{-1}^* \cdot e^{\frac{j}{2} \phi_2 \Omega^2} + a_1 a_0^* \cdot e^{-\frac{j}{2} \phi_2 \Omega^2} \right] \cdot \\
 & \left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \left(|\tilde{H}(\omega')|^2 + |\tilde{R}_M(\omega')|^2 \right)}_{BB} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \\
 & \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(+\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\
 & \left. \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') \tilde{R}_M(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(-\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right] \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

La Ec. (3.15) describe a la estructura de la Figura 3.1 y generaliza la analogía entre LCI y MWP-LCI, analizada en el capítulo 2. En este sentido, identificamos de nuevo las mismas contribuciones BB y LCI que ya se han descrito anteriormente. A pesar de ello, sí que encontramos ciertas diferencias con la Ec. (2.14), más concretamente, en los términos a_n que caracterizan al modulador. Si nos fijamos en la analogía del capítulo 2, se planteaba una estructura MWP-LCI que realizaba una modulación de amplitud (*Amplitude Modulation*, AM) en doble banda lateral (*Double Sideband*, AM-DSB), tal como se expresa en la Ec. (2.11). Sin embargo, la generalización vista en la Ec. (3.15) permite pensar en otros formatos como la modulación de fase (*Phase Modulation*, PM) o la modulación AM en banda lateral única (*Single Sideband*, AM-SSB) a través de la manipulación de los términos a_n .

3.1.1. Modulación de amplitud en doble banda lateral (AM-DSB)

Particularizando para el mismo caso de la analogía mostrada en el capítulo 2, es decir, modulación AM-DSB, los coeficientes a_n se describen a partir del teorema de expansión Anger-Jacobi en términos de funciones de Bessel:

$$a_n|_{AM} = \sqrt{\alpha_{AM}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n J_n \left(\frac{m}{2} \right) \text{ con } B_n = (-1)^n j^{|n|+1} \sin \left(\frac{\phi_{DC}}{2} + \frac{|n|\pi}{2} \right) \quad (3.16)$$

donde α_{AM} representa las pérdidas ópticas del modulador de amplitud y J_n es la función de Bessel de primera especie y orden n . A su vez, m es el índice de

modulación y depende de la amplitud de modulación (V_m), mientras que ϕ_{DC} se relaciona con la tensión de polarización (V_{DC}). Ambos parámetros se pueden expresar a través de la tensión *on-off* del modulador (V_π):

$$m = \frac{\pi V_m}{V_\pi} ; \phi_{DC} = \frac{\pi V_{DC}}{V_\pi} \quad (3.17)$$

Por lo tanto, si se aplican estas consideraciones a la Ec. (3.15), se obtiene la amplitud del primer armónico para la estructura MWP-LCI de la Figura 3.1 con modulación AM-DSB:

$$I_1(\Omega) \Big|_{AM-DSB} = \left[-j \frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\varphi_1 \Omega} \alpha_{AM} \sin(\phi_{DC}) J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) \overbrace{\cos\left(\frac{1}{2} \varphi_2 \Omega^2\right)}^{CSE(AM)} \right] \cdot$$

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \left(|\tilde{H}(\omega')|^2 + |\tilde{R}_M(\omega')|^2 \right)}_{BB} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \quad (3.18)$$

$$\left. \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(+\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right.$$

$$\left. \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') \tilde{R}_M(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(-\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right]$$

Como las contribuciones BB y LCI permanecen inalteradas, nos centramos en el primer corchete. Al igual que ocurría en la analogía, encontramos el término denominado como CSE (AM), que se relaciona con los desvanecimientos de la señal de RF a ciertas frecuencias concretas, comúnmente denominado como efecto de supresión de portadora (*Carrier Suppression Effect*, CSE). Esta limitación provoca que la respuesta asociada al sistema MWP-LCI se vea modificada por un término cuyos nulos se sitúan en las frecuencias eléctricas dadas por la expresión:

$$f_{CSE} \Big|_{AM} = \sqrt{\frac{(2n-1)}{4\pi|\varphi_2|}} \quad (3.19)$$

siendo n un número entero tal que $n \in [1, \infty]$.

A modo de ejemplo, se muestra en la Figura 3.2 la simulación numérica de la función de transferencia cuando consideramos la estructura MWP-LCI típica, vista en la Figura 3.1, con una modulación AM-DSB. Para ello se consideran dos simulaciones numéricas diferentes: en primer lugar, en la Figura 3.2(a), se introduce en la estructura MWP-LCI una muestra con OPD de 0.84 mm, mientras que en la Fig. 3.2(b) se considera una muestra con un OPD de 3.6 mm. Para esta simulación se considera una fuente óptica con un perfil gaussiano de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm, un modulador AM-DSB con un valor de $\phi_{DC} = \pi/2$ y un elemento dispersivo con $\varphi_2=-222$ ps². Superpuesta a la función de transferencia de ambas figuras se introduce la simulación numérica del CSE en el caso AM para el mismo elemento dispersivo.

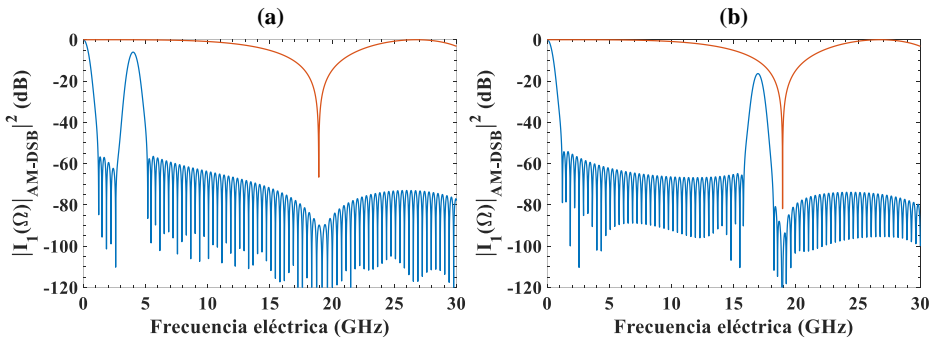


Figura 3.2. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB (azul) para un OPD de (a) 0.84 mm y (b) 3.6 mm. Superpuesta a ambas funciones de transferencia se muestra el CSE en el caso AM para un elemento dispersivo con $\varphi_2=-222$ ps² (naranja).

Como se puede observar en ambas figuras, se genera una resonancia de RF en el origen del eje de frecuencias relacionada con la contribución BB de la Ec. (3.18), tal como ocurre en la técnica LCI y se analiza en la analogía del capítulo 2. A continuación, si nos centramos en la Figura 3.2(a), observamos que, debido al OPD de 0.84 mm de la muestra, se genera una resonancia de RF en torno a 4 GHz relacionada con la contribución LCI(+Ω) de la Ec. (3.18). En este primer caso, la posición lejana de la resonancia de RF del primer nulo del CSE, situado en 19 GHz tal como predice la Ec. (3.19), hace que la resonancia de RF no esté afectada por el CSE, por lo que la recuperación de la información en cuanto a reflectividad y retardo de la muestra es completo. Sin embargo, si nos fijamos en la Figura 3.2(b), la muestra introduce un OPD de 3.6 mm, generando una resonancia de RF alrededor de 17 GHz, muy cercana al nulo del CSE. En este caso, el CSE sí que resulta relevante y, por tanto, la información recuperada de la muestra se ve alterada por dicho efecto, provocando una lectura incorrecta. Como consecuencia directa de este efecto, la atenuación o desaparición de la resonancia de RF correspondiente afecta directamente a la SNR del sistema y, por tanto, a la sensibilidad.

A pesar de que el CSE es un efecto limitante, existe un rango de operación donde esta estructura es capaz de recuperar fielmente la información de la muestra por lo que, para ciertas aplicaciones en las que dicho rango sea suficiente, esta estructura sería perfectamente capaz de realizar las mismas funciones que un sistema LCI. No obstante, dependiendo del rango de operación o la sensibilidad requeridas, este tipo de estructura puede no ser válida. En este sentido, gracias a la Ec. (3.15) es posible analizar de manera sencilla cómo va a afectar un formato de modulación al funcionamiento de la estructura con el fin de mejorar el rango de operación y la sensibilidad de estos sistemas. Por este motivo, se exploran a continuación dos formatos de modulación comunes en el campo de MWP como son la modulación PM y SSB, y se analiza su efecto en las características del sistema MWP-LCI completo.

3.1.2. Modulación de fase (PM)

En el caso de disponer de un modulador PM, los coeficientes a_n se obtienen, de nuevo, empleando el teorema de expansión Anger-Jacobi y las funciones de Bessel:

$$a_n|_{PM} = \sqrt{\alpha_{PM}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{m}{2}\right) \quad (3.20)$$

donde α_{PM} representa las pérdidas ópticas del modulador de fase. Si ahora aplicamos dicha particularización de los términos a_n a la expresión general de la amplitud del primer armónico vista en la Ec. (3.15), se obtiene:

$$I_1(\Omega)|_{PM} = \left[-j \frac{1}{2} e^{-\alpha L} e^{-j\varphi_1 \Omega} \alpha_{PM} J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) \overbrace{\sin\left(\frac{1}{2} \varphi_2 \Omega^2\right)}^{CSE(PM)} \right] \cdot \left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \left(|\tilde{H}(\omega')|^2 + |\tilde{R}_M(\omega')|^2 \right)}_{BB} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(+\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') \tilde{R}_M(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)}}_{LCI(-\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right] \quad (3.21)$$

El primer detalle que podemos observar si comparamos las Ec. (3.21) y (3.18) es la diferencia en amplitud que presentan las modulaciones de AM-DSB y de PM, ya

que los términos BB y LCI son idénticos en ambos casos. En el caso de realizar una comparación directa entre ambos formatos, obtenemos:

$$I_1(\Omega)|_{AM} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_{AM}}{\alpha_{PM}} \sin(\phi_{DC}) \cot\left(\frac{1}{2} \varphi_2 \Omega^2\right) I_1(\Omega)|_{PM} \quad (3.22)$$

Si en la expresión anterior consideramos que tanto el modulador AM-DSB como el PM poseen idénticas pérdidas ópticas ($\alpha_{AM} = \alpha_{PM}$) y que el modulador de AM-DSB se polariza en su estado de cuadratura ($\phi_{DC} = \pi/2$), obtenemos que, al menos, el uso la modulación PM es superior en 3 dB a la de AM-DSB en el dominio óptico, lo que se transforma en 6 dB si tenemos en cuenta que la medida se realiza a través de la función de transferencia de la estructura. Por lo tanto, podemos decir que el uso de la modulación PM mejora la sensibilidad del sistema MWP-LCI frente a la modulación de AM al menos en 6 dB e incluso más, dependiendo de la polarización que se realice en el modulador de AM-DSB (ϕ_{DC}) y de las diferencias que existan entre α_{AM} y α_{PM} .

Otra de las diferencias respecto a la modulación AM-DSB se encuentra en el término relacionado con el CSE, denominado en la Ec. (3.21) como CSE (PM). En este caso, se expresa en forma de seno, por lo que el efecto de filtrado que se genera será complementario al caso de modulación AM-DSB. Consecuentemente, los nulos derivados del CSE se sitúan en las frecuencias descritas por la siguiente expresión:

$$f_{CSE}|_{PM} = \sqrt{\frac{(n-1)}{2\pi|\varphi_2|}} \quad (3.23)$$

siendo n un número entero tal que $n \in [1, \infty]$.

De nuevo, hacemos uso de una simulación numérica, mostrada en la Figura 3.3, para ver cómo afecta este formato de modulación a la función de transferencia de la estructura MWP-LCI típica. En este caso, consideramos una muestra que introduce un OPD de 2.1 mm y se vuelve a emplear una fuente gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm junto a un elemento dispersivo con $\varphi_2=-222$ ps². En la Figura 3.3 se muestra, además de la función de transferencia de la estructura MWP-LCI, el CSE en su versión PM.

Si nos fijamos en los resultados obtenidos, observamos que se genera una resonancia de RF alrededor de 10 GHz, debido al OPD introducido en el interferómetro. Tal como ocurría en el caso con modulador AM-DSB, la resonancia se ve atenuada debido al efecto de filtrado que provoca el CSE. Asimismo, para el rango seleccionado de 0-30 GHz, observamos que se generan dos nulos debidos al CSE a las frecuencias de 0 y 26.8 GHz, tal como predice la Ec. (3.23). El nulo generado alrededor de la posición de banda base hace que la contribución de DC se atenúe de forma notable. Aunque este hecho pueda parecer una ventaja frente al

sistema con modulación AM-DSB, no resulta así, ya que la atenuación por el CSE afecta tanto a la contribución de DC como a cualquier resonancia de RF cuya posición se acerque al nulo de la banda base. De esta forma, surge la mayor limitación de esta estructura cuando se usa modulación PM: el rango de operación (las frecuencias de RF en las que se puede generar una resonancia y medirse correctamente) está limitado por los dos nulos producidos por el CSE. A pesar de ello, esta estructura MWP-LCI con modulación PM resulta una opción interesante para aplicaciones de LCI donde el rango de operación sea bajo y se sitúe en torno al máximo del CSE. Comparando con el sistema MWP-LCI utilizando modulación AM-DSB, el caso de PM presenta un esquema más simple al evitarse la necesidad de polarizar el modulador, además de ser un origen de pérdidas ópticas, como se muestra en la Ec. (3.22) y, además, mejora la sensibilidad entorno al máximo del CSE.

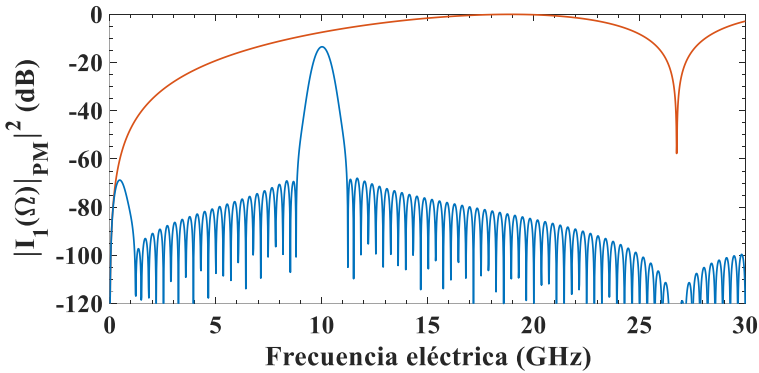


Figura 3.3. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación PM (azul) y CSE para un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222$ ps² (naranja).

3.1.3. Modulación de amplitud en banda lateral única (AM-SSB)

En el campo de MWP es muy común el uso de la modulación AM-SSB ya que la eliminación de una de las bandas laterales evita que al producirse el batido de las diferentes componentes en el detector pueda suprimirse la portadora. Asimismo, el ancho de banda de las etapas amplificadoras en un sistema basado en AM-SSB es menor que en el caso de usar AM-DSB, ya que el espectro transmitido se reduce. Como contrapartida, los sistemas AM-SSB aumentan la complejidad de la estructura ya que conlleva el uso de acopladores híbridos o de dobles moduladores Mach-Zehnder [110, 111, 112]. Sin embargo, la principal ventaja del uso de este formato de modulación en sistemas MWP-LCI consiste en la obtención de una función de transferencia libre de CSE. De este modo, a costa de aumentar la complejidad de la etapa de modulación, el sistema AM-SSB superaría en funcionamiento a los casos AM-DSB y PM vistos anteriormente.

Matemáticamente, la modulación AM-SSB se consigue a través de la manipulación de los términos a_n , más concretamente, eliminando la banda inferior ($a_{-1} = 0$) o la banda superior ($a_1 = 0$). En este caso, como ejemplo, se opta por eliminar la banda inferior. Si aplicamos esta consideración a la Ec. (3.15), y empleamos las expresiones para los términos a_n para el caso de modulación AM, vistas en la Ec. (3.16), se obtiene:

$$I_1(\Omega)|_{AM-SSB} = \left[-j \frac{1}{8} e^{-\alpha L} e^{-j\phi_0 \Omega} \alpha_{AM} \sin(\phi_{DC}) J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{-j\frac{1}{2}\phi_2 \Omega^2} \right] \cdot$$

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \left(|\tilde{H}(\omega')|^2 + |\tilde{R}_M(\omega')|^2 \right)}_{BB} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \quad (3.24)$$

$$\left. \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega')}_{LCI(+\Omega)} e^{-2j\omega'(\tau_s - \tau_r)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right.$$

$$\left. \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') \tilde{R}_M(\omega')}_{LCI(-\Omega)} e^{2j\omega'(\tau_s - \tau_r)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right]$$

En este caso, la consecuencia más importante que se observa en la Ec. (3.24) es la desaparición del término sinusoidal asociado al CSE, lo que implica que las dos contribuciones, BB y LCI, estén totalmente libres de este efecto. En cambio, aparece un nuevo término de fase proporcional al cuadrado del tono de RF (Ω^2), cuya influencia en el resultado final es nulo ya que la caracterización del sistema MWP-LCI se realiza a través de la función de transferencia.

Con el objetivo de comprobar que mediante el uso de la modulación AM-SSB efectivamente el CSE se evita tal como muestra la Ec. (3.24), acudimos a la simulación teórica mostrada en la Figura 3.4. Para ello, volvemos a considerar una fuente con perfil gaussiano de $\Delta\lambda_{3dB} = 6.4$ nm junto con un elemento dispersivo que introduce una dispersión cromática de valor $\phi_2 = -222$ ps². En el modulador AM-SSB se establece un valor de $\phi_{DC} = \pi/2$. Asimismo, se elige para este caso una muestra que introduce un OPD de 4 mm. Es importante aclarar que sólo se muestra la función de transferencia obtenida cuando se suprime la banda inferior ya que la obtenida cuando se suprime la banda superior es idéntica a la mostrada en la Figura 3.4.

Como ocurre en los casos analizados previamente, la función de transferencia de esta estructura muestra un término de DC en torno a la banda base y una resonancia de RF alrededor de los 19 GHz debido a la muestra. Además, se observa el CSE para el caso AM, superpuesto con la función de transferencia, obteniéndose un nulo

alrededor de una frecuencia de 19 GHz. Sin embargo, en este caso, se demuestra que la resonancia de RF permanece totalmente inalterada. No se aprecia ni desaparición ni atenuación. En este sentido, la estructura MWP-LCI típica de la Figura 3.1 con modulación AM-SSB presenta una mejora sustancial respecto a los casos de AM-DSB o PM, ya que la limitación en profundidad de penetración (o rango de operación) desaparece completamente, en lo que respecta al CSE. Como ya se ha comentado previamente, esta mejora tiene como contrapartida el aumento de la complejidad de la etapa de modulación, por lo que sería necesario valorar si la aplicación concreta requiere de un aumento de rango o si es posible trabajar dentro de un rango limitado, donde las modulaciones AM-DSB y PM resultan más sencillas de implementar.

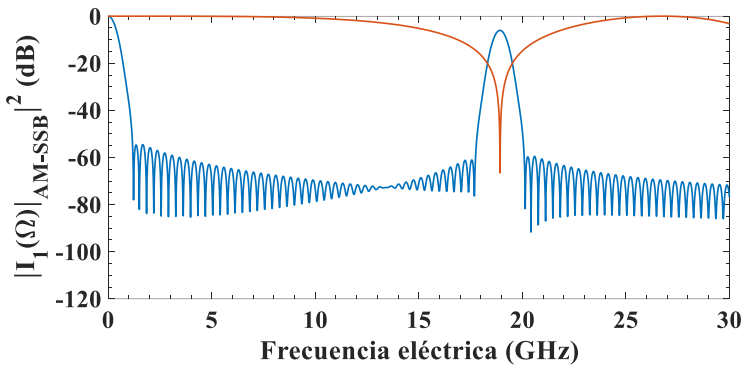


Figura 3.4. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB eliminando la banda inferior (azul) y CSE para un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja).

3.2. Estructura MWP-LCI avanzada (I): modulador delante del interferómetro

Como se ha comentado tanto en los apartados anteriores de este capítulo como en el apartado acerca de la analogía del capítulo 2, las limitaciones de la estructura MWP-LCI analizada hasta el momento son dos, principalmente: la aparición de un término de DC que limita la correcta medida de OPDs muy bajos y los nullos del CSE, que provoca la desaparición y atenuación de la resonancia de RF dependiendo de la frecuencia a la que ésta se genere. En este sentido, tras la generalización de la analogía donde se empleaba la modulación AM-DSB se han propuesto otros dos formatos de modulación: PM, obteniendo un resultado parecido a AM-DSB en cuanto a rango de operación; y AM-SSB, donde se consigue eliminar el CSE gracias al formato de modulación, a expensas del aumento de la complejidad de la estructura. Por ello, podemos decir que las propuestas realizadas han sido beneficiosas para entender cómo afecta el formato de modulación a la función de transferencia, pero es necesario ahondar más en la evolución de la estructura, con el objetivo de evitar las limitaciones

describas de forma más simple. Es por ello que en este apartado se propone una nueva estructura MWP-LCI diferente de la que se ha analizado hasta el momento.

El diagrama de bloques de la estructura, que denominaremos como estructura MWP-LCI avanzada (I), se puede observar en la Figura 3.5. Si la comparamos con la vista en la Figura 3.1, se aprecia la nueva disposición del modulador y del elemento dispersivo delante de la estructura interferométrica.

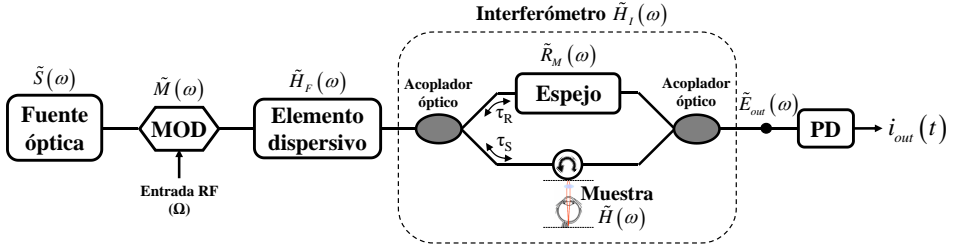


Figura 3.5. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con el modulador delante del interferómetro.

Al no considerarse nuevos bloques en la estructura de la Figura 3.5, las expresiones vistas en las Ec. (3.2), (3.3), (3.4), (3.5) y (3.7) que describen la fuente óptica, el interferómetro, la modulación, el elemento dispersivo y el proceso de fotodetección, respectivamente; son totalmente válidas para este caso. Sin embargo, debido a la restructuración de los diferentes bloques de la estructura MWP-LCI, sí encontramos diferencias en la expresión del campo óptico previo a la fotodetección:

$$\tilde{E}_{out}(\omega) = \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_I(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \quad (3.25)$$

Procediendo de una manera similar al apartado 3.1, de nuevo es necesario hallar el promediado temporal de la potencia de campo óptico para poder introducirlo en la Ec. (3.7). Considerando la expresión en la Ec. (3.25), se obtiene:

$$\begin{aligned} \langle |\tilde{E}_{out}(\omega)|^2 \rangle &= \langle \tilde{E}_{out}(\omega) \tilde{E}_{out}^*(\omega') \rangle = \\ &= \left\langle \left[\tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_I(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \right] \left[\tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I^*(\omega') \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m^* \tilde{E}_S^*(\omega' - m\Omega) \right] \right\rangle = \\ &= \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega) \tilde{H}_I^*(\omega') \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \langle \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \tilde{E}_S^*(\omega' - m\Omega) \rangle = \\ &= 2\pi \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega) \tilde{H}_I^*(\omega') \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \tilde{S}(\omega - n\Omega) \delta(\omega - \omega' - (n - m)\Omega) \end{aligned} \quad (3.26)$$

donde se ha hecho uso de la misma definición para la autocorrelación que la vista en la Ec. (3.9). De este modo, si se introduce la Ec. (3.26) en la Ec. (3.7) obtenemos la

expresión relacionada con la intensidad de salida para la estructura MWP-LCI avanzada (I), vista en la Figura 3.5:

$$i_{out}(t) = \Re \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle |\tilde{E}_{out}(\omega)|^2 \rangle e^{j(\omega-\omega')t} d\omega d\omega' = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* e^{j\Omega t(n-m)}. \quad (3.27)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - (n-m)\Omega) \tilde{H}_I(\omega) \tilde{H}_I^*(\omega - (n-m)\Omega) d\omega$$

A continuación, consideramos de nuevo el cambio de variable $k = n - m$, dejando la Ec. (3.27) de la siguiente manera:

$$i_{out}(t) = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* e^{jk\Omega t} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - k\Omega) \tilde{H}_I(\omega) \tilde{H}_I^*(\omega - k\Omega) d\omega \quad (3.28)$$

Si, además, se agrupa la contribución de cada uno de los k-armónicos, la intensidad de salida puede expresarse de igual manera que en la Ec. (3.12):

$$i_{out}(t) = \frac{\Re}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} I_k(\Omega) e^{jk\Omega t} \quad (3.29)$$

donde la diferencia principal respecto a la estructura del apartado 3.1, la encontramos en la amplitud de cada uno de los k-armónicos:

$$I_k(\Omega) = \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega - n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega - k\Omega) \tilde{H}_I(\omega) \tilde{H}_I^*(\omega - k\Omega) d\omega \quad (3.30)$$

Como ya se ha realizado anteriormente, se propone un nuevo cambio de variable, basado en $\omega' = \omega - n\Omega$. Asimismo, se particulariza la Ec. (3.30) al primer armónico y se considera una modulación en pequeña señal, en las mismas condiciones que se realizó en el apartado 3.1. De este modo, la Ec. (3.30) se reescribe como:

$$I_1(\Omega) = a_0 a_{-1}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega') \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) d\omega' + \quad (3.31)$$

$$a_1 a_0^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega' + \Omega) \tilde{H}_I^*(\omega') d\omega'$$

Previamente a la sustitución de las funciones de transferencias del interferómetro y del elemento dispersivo, se consideran las siguientes definiciones sobre los retardos asociados al brazo del espejo y de la muestra:

$$\tau_s = \tau_0 - \frac{\Delta\tau}{2} ; \tau_R = \tau_0 + \frac{\Delta\tau}{2} \quad (3.32)$$

donde τ_0 y $\Delta\tau$ se emplean para simetrizar los retardos existentes en los brazos del interferómetro.

A continuación, se particularizan las funciones de transferencia usando las expresiones vistas en las Ec. (3.3) y (3.5) además de las definiciones de la Ec. (3.32):

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega') \cdot \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \cdot \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ \left[\left(\tilde{H}(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ \left. \left(\tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega' + \Omega) \tilde{H}_I^*(\omega') &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ \left[\left(\tilde{H}(\omega' + \Omega) \tilde{H}^*(\omega') e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega' + \Omega) \tilde{R}_M^*(\omega') e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ \left. \left(\tilde{H}(\omega' + \Omega) \tilde{R}_M^*(\omega') e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega' + \Omega) \tilde{H}^*(\omega') e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Observando las dos expresiones previas es posible apreciar que resulta complejo agrupar los diferentes términos de la muestra y del espejo de referencia de una manera clara, como era el caso de la estructura MWP-LCI del apartado 3.1. Es por este motivo que es necesario realizar ciertas consideraciones sobre el sistema con el objetivo de simplificar las Ec. (3.33) y (3.34) y encontrar una expresión para la amplitud del primer armónico que se pueda comparar con la obtenida en el resto de estructuras estudiadas. En concreto, se analizan a continuación los casos de considerar el formato de modulación a AM-SSB y la particularización de la muestra. Además, al final del apartado se va a considerar un cambio de detección aprovechando la disposición de la estructura interferométrica dentro del sistema.

3.2.1. Modulación de amplitud en banda lateral única (AM-SSB)

En primer lugar, se considera la modulación AM-SSB en la estructura MWP-LCI avanzada (I). Como se ha visto anteriormente, la aplicación de este formato permite eliminar una de las bandas laterales de la modulación (el resultado será el mismo independientemente de cuál se suprima). Este hecho provoca que en la Ec. (3.31) sólo sea necesario resolver una de las integrales y, por tanto, facilita la posibilidad de obtener una expresión final para la amplitud del primer armónico. En este caso, se decide eliminar la banda superior ($a_1 = 0$), por lo que se asume que la contribución

mostrada en la Ec. (3.33) es nula. De esta forma, si en la Ec. (3.34) se particularizan los coeficientes a_n para el caso AM, según se indica en la Ec. (3.16), la amplitud del primer armónico puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega)|_{AM-SSB} = & \left[-j \frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \alpha_{AM} \sin(\phi_{DC}) J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\
 & \left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \left[\left(\tilde{H}(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \right]}_{BB} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \\
 & e^{-j\Omega\Delta\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{2j\omega'\Delta\tau}}_{LCI(+\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\
 & \left. e^{j\Omega\Delta\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) \tilde{R}_M(\omega') e^{-2j\omega'\Delta\tau}}_{LCI(-\Omega)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right] \quad (3.35)
 \end{aligned}$$

En este caso, tras las consideraciones anteriores, observamos que se pueden diferenciar de nuevo dos contribuciones principales relacionadas con la banda base (BB) y con la muestra (LCI). Lo más importante es que la Ec. (3.35) muestra que el sistema es capaz de recuperar la muestra interrogada manteniendo su generalidad. Asimismo, al aplicar la modulación AM-SSB y suprimir una de las bandas laterales, observamos además que ninguna de estas contribuciones está afectada por el CSE, por lo que, en este sentido, el rango de operación del sistema no está limitado.

Se utiliza una simulación numérica para obtener la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con la modulación AM-SSB. En este caso, se emplea una fuente gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB} = 6.4$ nm, un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222$ ps² un modulador polarizado en cuadratura ($\phi_{DC} = \pi/2$) y una muestra que introduce un OPD de 4 mm. El resultado de la simulación se muestra en la Figura 3.6. Nótese que se han añadido las funciones de transferencia cuando se elimina la banda inferior (línea azul) y cuando se elimina la banda superior (línea amarilla) ya que, a diferencia del caso visto en la Figura 3.4, las funciones de transferencia varían ligeramente en cuanto a los lóbulos secundarios. Como se puede observar, ambas funciones de transferencia presentan una contribución de banda base y una resonancia de RF alrededor de 19 GHz, como consecuencia del OPD introducido por la muestra. No se aprecia ninguna diferencia en la posición, amplitud o anchura de ambas contribuciones cuando se elimina la banda inferior o la banda superior, siendo irrelevante cuál de las dos se suprima. También se puede apreciar, gracias a la superposición del CSE en el caso de AM, que éste se evita completamente, como se observa en la Ec. (3.35). De esta forma, la estructura MWP-LCI avanzada (I) con

modulación AM-SSB es capaz de recuperar la información sobre la muestra correctamente sin sufrir una limitación en rango por el CSE. También es importante añadir que, tal como se ha comentado previamente, el uso de la modulación AM-SSB conlleva el aumento de la complejidad de la etapa de modulación [112], por lo que sería necesario valorar si la aplicación LCI concreta requiere de un aumento del rango de operación, ya que, para un rango limitado, otras estructuras son más sencillas de implementar con resultados similares en términos de sensibilidad.

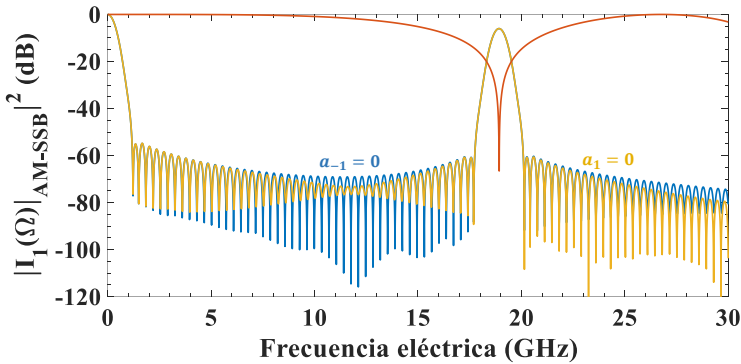


Figura 3.6. Función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-SSB en la que se suprime la banda inferior (azul) o la banda superior (amarillo). Se muestra también el CSE para el caso AM en un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja).

3.2.2. Aplicación de modelo característico sobre la muestra

Otra de las formas que existen para simplificar las Ec. (3.33) y (3.34) y llegar a una expresión final para la estructura MWP-LCI avanzada (I) se basa en particularizar la función de transferencia de la muestra a un modelo concreto, como es el caso de una muestra de una sola capa. En este caso, se considera una muestra con una reflectividad dada por H_C y un retardo temporal dado por τ_C . De este modo, la función de transferencia asociada a esta muestra puede expresarse como:

$$\tilde{H}(\omega) = H_C e^{-2j\omega\tau_C} \tag{3.36}$$

Asimismo, con el objetivo de simplificar el desarrollo matemático, también se realiza una consideración sobre el espejo. En concreto, su función de transferencia se expresa a través de una reflectividad compleja dada por R_M :

$$\tilde{R}_M(\omega) = R_M \tag{3.37}$$

De este modo si se consideran las dos expresiones vistas en las Ec. (3.36) y (3.37) y se aplican a las Ec. (3.33) y (3.34), se obtiene:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega') \cdot \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \cdot \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ &\left[\left(|H_C|^2 e^{-2j\Omega\tau_c} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(|R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ &\left. \left(H_C R_M^* e^{-2j\omega'\tau_c} e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(H_C^* R_M e^{2j\omega'\tau_c} e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{j\Omega\Delta\tau} e^{-2j\Omega\tau_c} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega' + \Omega) \tilde{H}_I^*(\omega') &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ &\left[\left(|H_C|^2 e^{-2j\Omega\tau_c} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(|R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ &\left. \left(H_C R_M^* e^{-2j\omega'\tau_c} e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{-2j\Omega\tau_c} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(H_C^* R_M e^{2j\omega'\tau_c} e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Tras aplicar los modelos de muestra y espejo, resulta más sencillo trabajar las Ec. (3.38) y (3.39) para obtener una expresión más compacta:

$$\begin{aligned} I_1(\Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \\ &\left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} \right) \left(|H_C|^2 e^{-2j\Omega(\tau_c - \Delta\tau/2)} + |R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \\ &e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_c - \Delta\tau)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_c - \Delta\tau)} \right) H_C R_M^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_c - \Delta\tau)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\ &\left. e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_c - \Delta\tau)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_c - \Delta\tau)} \right) H_C^* R_M \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{2j\omega'(\tau_c - \Delta\tau)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right] \end{aligned} \quad (3.40)$$

A continuación, hacemos uso de la Ec. (2.15), que relaciona el dominio temporal y el dominio eléctrico, para simplificar las exponenciales de la Ec. (3.40). Además, como ya se explicó en el capítulo 2, la frecuencia central de una resonancia de RF que se obtiene en la medida de la función de transferencia se corresponde con el doble del valor en retardo que introduce una muestra ya que, en el desarrollo matemático realizado en este capítulo, todos los retardos se asocian con un camino sólo de ida. Teniendo en cuenta estas consideraciones, es posible agrupar diferentes términos:

$$\tau_c' = \tau_c - \Delta\tau \rightarrow \tau_c' = -\frac{1}{2}\varphi_2\Omega_c' \quad (3.41)$$

donde Ω_c' es la frecuencia eléctrica asociada al retardo de la muestra considerada τ_c .

Finalmente, tras aplicar la definición vista en la Ec. (3.41), la amplitud del primer armónico para la estructura MWP-LCI avanzada (I) cuando se emplea el modelo característico sobre la muestra, se expresa como:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) = & \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \\
 & \left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} \right) \underbrace{\left(|H_C|^2 e^{-2j\Omega(\tau_c - \Delta\tau/2)} + |R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right)}_{BB} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \\
 & e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega(\Omega - \Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega(\Omega - \Omega_c)} \right) \underbrace{H_C R_M^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\omega' \varphi_2 \Omega_c} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega'}_{LCI(+\Omega)} + \\
 & \left. e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega(\Omega + \Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega(\Omega + \Omega_c)} \right) \underbrace{H_C^* R_M \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-j\omega' \varphi_2 \Omega_c} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega'}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.42)
 \end{aligned}$$

Una vez obtenida la expresión final, es posible ver que guarda muchas similitudes con la estructura MWP-LCI típica vista en el apartado 3.1. Si las definiciones de las Ec. (3.36) y (3.37) se aplicaran a la Ec. (3.15) se observaría una expresión final muy similar. Gracias al modelo de muestra empleado resulta sencillo observar que la posición donde va a estar contenida la información relevante sobre la muestra se encuentra en la frecuencia eléctrica (Ω_c). Sin embargo, sí existe una importante diferencia respecto a la estructura MWP-LCI típica y a la Ec. (3.15) que la describe. Si nos centramos en los paréntesis previos a las integrales de los dos términos LCI, observamos que vuelven a aparecer los coeficientes a_n referentes a la modulación empleada y junto a ellos, las exponenciales relacionadas al CSE. En ellas es posible ver que cuando la frecuencia eléctrica toma un valor de $\Omega = \pm\Omega_c$, las exponenciales valen la unidad, por lo que entorno a esa frecuencia concreta no existe el CSE. De este modo, se comprueba que la estructura avanzada (I) permite modificar la expresión final de la amplitud del primer armónico, haciendo que en torno a la posición donde se genera la información de la muestra ($\pm\Omega_c$) se evite el CSE.

Para corroborar todo el contenido desarrollado en este apartado, se plantea una simulación numérica. De forma similar al escenario planteado en la Figura 3.2, se consideran dos muestras diferentes: una muestra que introduce un OPD de 0.84 mm (Figura 3.7(a)) y otra con un valor de OPD de 3.6 mm (Figura 3.7(b)). En ambos casos se considera una fuente óptica gaussiana con $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm, un modulador

AM-DSB y un elemento dispersivo que introduce una dispersión cromática con valor $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$. Se superpone en ambos casos el CSE para el caso de modulación AM.

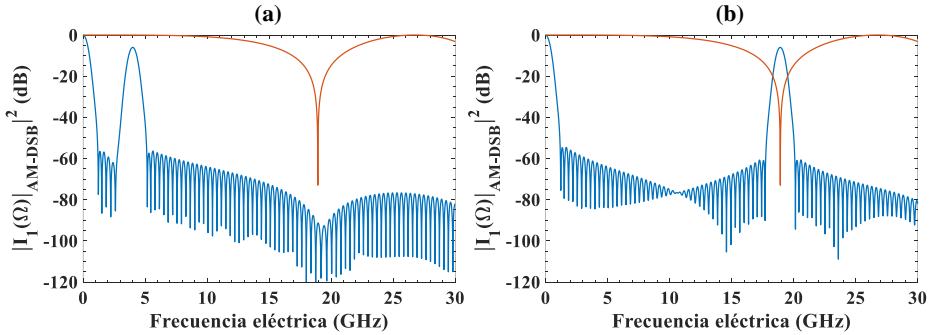


Figura 3.7. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (I) cuando se considera el modelo de muestra de una capa (azul) para un OPD de (a) 0.84 mm y (b) 3.6 mm. Superpuesta a ambas funciones de transferencia de muestra el CSE en el caso AM para una dispersión de $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ (naranja).

Observamos en la Figura 3.7(a) que se generan dos contribuciones, una relacionada con la banda base (BB), en torno al origen del eje de frecuencias eléctricas, y otra alrededor de 4 GHz, como consecuencia del OPD introducido por la muestra. En este caso, como la información de la muestra se genera en una posición donde el CSE no es relevante, el resultado de la función de transferencia del sistema es idéntica a la obtenida en la Figura 3.2(a). Si a continuación nos centramos en la Figura 3.7(b), se aprecian de nuevo dos contribuciones. En primer lugar, la relacionada con la banda base (BB) y posteriormente una resonancia de RF generada alrededor de 19 GHz. Gracias a la superposición del CSE en el caso de AM sobre la Figura 3.7(b) podemos observar que el CSE en este caso no está afectando a la resonancia de RF, a diferencia del caso visto en la Figura 3.2(b).

Se demuestra de esta forma que mediante el uso de la estructura MWP-LCI avanzada (I) es posible evitar el CSE en torno a la posición donde se genera la información de la muestra, superando la mayor limitación de la estructura MWP-LCI típica vista en el apartado 3.1.

3.2.3. Cambio en el tipo de detección: fotodetección balanceada

Tras las demostraciones matemáticas y simulaciones numéricas mostradas durante este apartado 3.2, se ha podido comprobar que la estructura MWP-LCI avanzada (I) es también válida para recuperar la información estructural de una muestra. Asimismo, una de las ventajas que presenta frente a la estructura MWP-LCI analizada en el apartado 3.1, es el cambio de posición del modulador y del elemento dispersivo tras la fuente óptica, permitiendo que el interferómetro se sitúe justo en el punto

previo al proceso de fotodetección. De esta forma, es posible incorporar un acoplador óptico 2x2 en lugar de un acoplador 2x1 a la salida del interferómetro y así realizar una fotodetección balanceada (*Balanced Photodetection*, BPD) a continuación. Típicamente, el uso de este formato de detección permite eliminar la componente continua (DC) de la señal eléctrica de salida, además de provocar un aumento de la sensibilidad, ya que la señal obtenida es 6 dB superior en amplitud que la obtenida con una detección simple. Por estos motivos, se demuestran a continuación los beneficios de aplicar este tipo de detección sobre un sistema MWP-LCI. En este sentido, en la Figura 3.8 se muestra la estructura MWP-LCI avanzada (I) cuando se considera la fotodetección balanceada.

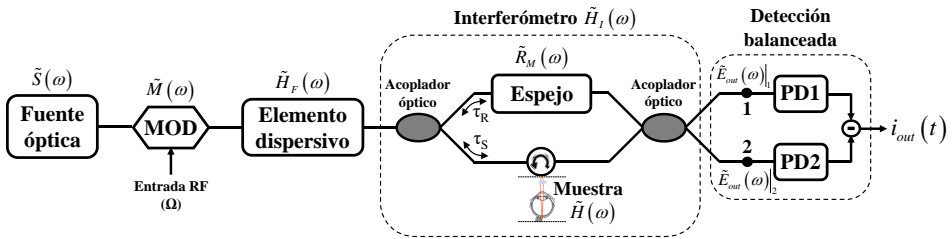


Figura 3.8. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada.

Como consecuencia del uso de las dos salidas del acoplador óptico previo a la etapa de fotodetección, existirán dos expresiones para la función de transferencia del interferómetro, dependiendo de qué salida se considere. En este sentido, ambas funciones de transferencia se pueden expresar de la siguiente manera:

$$\tilde{H}_I(\omega)|_1 = -\frac{1}{2} \left(\tilde{H}(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_s} - \tilde{R}_M(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_r} \right) \quad (3.43)$$

$$\tilde{H}_I(\omega)|_2 = \frac{j}{2} \left(\tilde{H}(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_s} + \tilde{R}_M(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_r} \right) \quad (3.44)$$

De este modo, el campo óptico a la entrada de cada uno de los fotodetectores (PD1 o PD2) también variará en función de la salida del interferómetro considerada:

$$\tilde{E}_{out}(\omega)|_{1,2} = \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_I(\omega)|_{1,2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{E}_s(\omega - n\Omega) \quad (3.45)$$

Realizando un análisis matemático similar al que visto en el apartado 3.2 hasta llegar a la expresión de la intensidad de salida del sistema tras el fotodetector ($i_{out}(t)$), encontraremos en este caso, que existirán también dos expresiones diferentes, dependiendo del puerto de salida del interferómetro (1 ó 2). Como resultado de la detección balanceada, se produce la resta de ambas intensidades:

$$i_{out}(t) = i_{out}(t)|_1 - i_{out}(t)|_2 \quad (3.46)$$

Asociada a cada intensidad de salida de los fotodetectores existirá de forma análoga una amplitud del primer armónico diferente para cada camino, que se obtendrá de la misma forma que como se ha demostrado en el apartado 3.2. Por ello, el término que nos interesa ($I_1(\Omega)|_{BPD}$) vendrá dado por la resta de la amplitud del primer armónico correspondiente a cada una de las intensidades de salida:

$$I_1(\Omega)|_{BPD} = I_1(\Omega)|_1 - I_1(\Omega)|_2 \quad (3.47)$$

Por simplicidad, consideramos el modelo de muestra de una capa vista en el apartado 3.2.2 para continuar el desarrollo matemático. De esta forma, teniendo en cuenta las expresiones que describen la función de transferencia del interferómetro según su salida vistas en las Ec. (3.43) y (3.44), la amplitud del primer armónico cuando se considera una detección balanceada se puede describir como:

$$I_1(\Omega)|_{BPD} = \left[\frac{1}{2} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \cdot \left[e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega_c)} \right) \underbrace{H_c R_M^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\omega'\varphi_2\Omega_c} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega'}_{LCI(+\Omega)} + e^{-j\Omega\tau_c} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega_c)} \right) \underbrace{H_c^* R_M \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-j\omega'\varphi_2\Omega_c} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega'}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.48)$$

Tal como se observa en la expresión anterior, la contribución de banda base (BB) desaparece cuando se emplea una detección balanceada en comparación con la Ec. (3.42). Como efecto adicional, es posible ver que la contribución LCI presenta la misma forma que con una detección simple, pero aumentando su valor de amplitud en 3 dB, lo que en la función de transferencia del sistema se convierte en un aumento del valor de pico de 6 dB.

A continuación, se emplea una simulación numérica, mostrada en la Figura 3.9, con tal de visualizar la función de transferencia obtenida a partir de la Ec. (3.48). Se considera un caso similar a anteriores simulaciones, con una fuente gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB} = 6.4$ nm, una modulación AM-DSB y un elemento dispersivo con $\varphi_2 = -222$ ps². La muestra, en este caso, introduce un OPD de 3.1 mm.

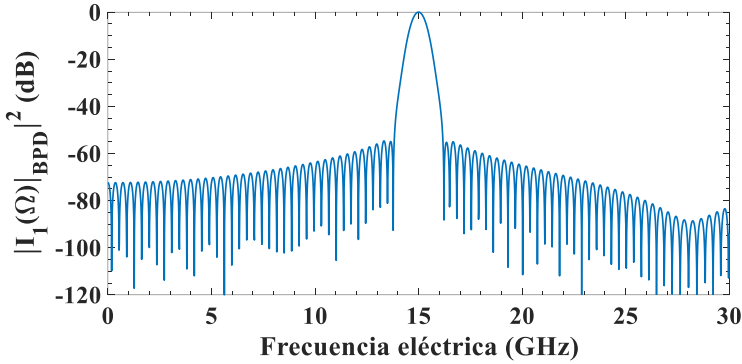


Figura 3.9. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (I) considerando una fotodetección balanceada.

Como se puede observar, la contribución relacionada con la banda base ha sido eliminada de la función de transferencia y únicamente se aprecia una resonancia de RF ubicada alrededor de 15 GHz correspondiente al OPD introducido por la muestra. De esta forma, gracias a la detección balanceada se demuestra que es posible eliminar la contribución de banda base, ampliando la profundidad de penetración (o rango de operación) para bajos OPDs. Además, tal como se ha analizado previamente, la función de transferencia de la Figura 3.9 está libre de CSE como consecuencia de la reestructuración de los bloques que dan lugar a esta estructura MWP-LCI avanzada (I). De esta forma, se demuestra que es posible superar las dos limitaciones principales que sufría la estructura MWP-LCI típica vista en el apartado 3.1.

3.3. Estructura MWP-LCI avanzada (II): modulador dentro del interferómetro

Tras haber revisado dos de las posibles estructuras MWP-LCI, en este apartado se propone una última estructura cuya novedad principal es la introducción de la etapa de modulación en el brazo superior del interferómetro, sustituyendo así al espejo de referencia. Una de las ventajas que presenta el emplear un interferómetro tipo Mach-Zehnder (funcionamiento en transmisión) es que el espejo de referencia puede tomar diversas funcionalidades mientras se cumpla que los retardos producidos por el brazo superior (τ_R) e inferior (τ_S) sean conocidos. Por esta razón, es posible introducir la etapa de modulación en uno de los brazos del interferómetro sin modificar el funcionamiento LCI que ofrece la estructura MWP-LCI.

En la Figura 3.10 se muestra el diagrama de bloques de la estructura MWP-LCI con el modulador dentro del brazo superior del interferómetro. En lo sucesivo, denominaremos a este sistema como estructura MWP-LCI avanzada (II).

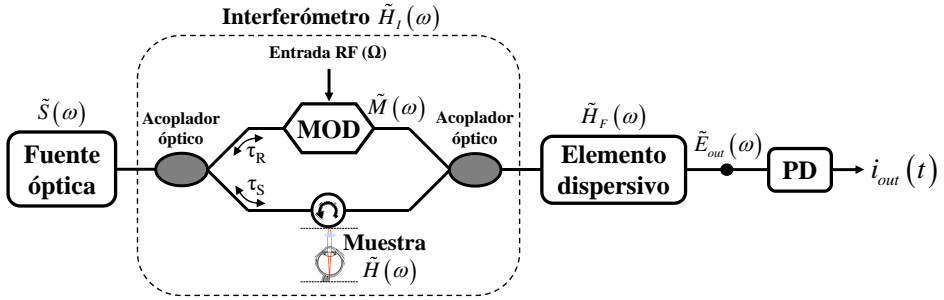


Figura 3.10. Estructura MWP-LCI avanzada (II) con el modulador en el brazo superior del interferómetro.

De forma similar a como ocurría con la estructura MWP-LCI avanzada (I), la nueva propuesta realizada en este apartado no contiene nuevos bloques, por lo que las definiciones vistas anteriormente son válidas también en este caso. Sin embargo, sí que encontramos diferencias en la función de transferencia óptica que define al interferómetro, ya que, en este caso, contiene en uno de sus brazos la etapa de modulación. En este sentido, la expresión del interferómetro se puede expresar como:

$$\tilde{H}_I(\omega) = \frac{j}{2} \left(\tilde{H}(\omega) \cdot e^{-2j\omega\tau_s} + e^{-2j\omega\tau_r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(\omega - n\Omega) \right) \quad (3.49)$$

Si se mantienen las definiciones para el resto de bloques y para el proceso de fotodetección, de nuevo será necesario hallar el campo óptico previo a la salida del sistema. En este caso, resulta más sencillo expresar dicho campo directamente en función de los brazos del interferómetro, de forma que:

$$\tilde{E}_{out}(\omega) = \tilde{H}_F(\omega) \frac{j}{2} \left(\tilde{E}_S(\omega) \tilde{H}(\omega) e^{-2j\omega\tau_s} + e^{-2j\omega\tau_r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{E}_S(\omega - n\Omega) \right) \quad (3.50)$$

A continuación, se calcula la autocorrelación de este campo, obteniéndose así la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 \left\langle \left| \tilde{E}_{out}(\omega) \right|^2 \right\rangle &= \left\langle \tilde{E}_{out}(\omega) \tilde{E}_{out}^*(\omega') \right\rangle = \\
 \frac{\pi}{2} \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}(\omega) \tilde{H}^*(\omega') e^{-2j\tau_s(\omega-\omega')} \tilde{S}(\omega) \delta(\omega-\omega') + \\
 \frac{\pi}{2} \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}(\omega) e^{-2j\omega\tau_s} e^{2j\omega'\tau_r} \tilde{S}(\omega) \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m^* \delta(\omega-(\omega'-m\Omega)) + \\
 \frac{\pi}{2} \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}^*(\omega') e^{2j\omega'\tau_s} e^{-2j\omega\tau_r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{S}(\omega-n\Omega) \delta(\omega-(\omega'+n\Omega)) + \\
 \frac{\pi}{2} \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega') e^{-2j\tau_r(\omega-\omega')} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \tilde{S}(\omega-n\Omega) \delta(\omega-\omega'-(n-m)\Omega)
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

donde se ha tenido en cuenta la Ec. (3.9) sobre la autocorrelación para una fuente óptica que se describe a través de un proceso estocástico estacionario.

Tras el cálculo de la potencia promedio del campo a la entrada del fotodetector, se introduce dicha expresión en la Ec. (3.7) para obtener la intensidad de salida del sistema en función del tiempo:

$$\begin{aligned}
 i_{out}(t) &= \Re \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\langle \left| \tilde{E}_{out}(\omega) \right|^2 \right\rangle \cdot e^{j(\omega-\omega')t} \cdot d\omega d\omega' = \\
 \frac{\Re}{8\pi} &\left[\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) |\tilde{H}(\omega)|^2 |\tilde{H}_F(\omega)|^2 d\omega + \right. \\
 \int_{-\infty}^{\infty} &\tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{H}_F(\omega) e^{-2j\omega\tau_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m^* \tilde{H}_F^*(\omega+m\Omega) e^{2j\tau_r(\omega+m\Omega)} e^{-jm\Omega t} d\omega + \\
 \int_{-\infty}^{\infty} &\tilde{H}_F(\omega) e^{-2j\omega\tau_r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \tilde{S}(\omega-n\Omega) \tilde{H}^*(\omega-n\Omega) \tilde{H}_F^*(\omega-n\Omega) e^{2j\tau_s(\omega-n\Omega)} e^{jn\Omega t} d\omega + \\
 \left. \int_{-\infty}^{\infty} &\tilde{H}_F(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* \tilde{S}(\omega-n\Omega) \tilde{H}_F^*(\omega-(n-m)\Omega) e^{-2j\tau_r(n-m)} e^{j\Omega t(n-m)} d\omega \right]
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

Ya que la expresión anterior cuenta con diferentes términos dependientes de los armónicos generados por el modulador (Ω), resulta necesario agruparlos bajo una misma variable (k). Con este objetivo, se simplifica la Ec. (3.52) de la forma:

$$\begin{aligned}
i_{out}(t) = \Re \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\langle |\tilde{E}_{out}(\omega)|^2 \right\rangle \cdot e^{j(\omega-\omega')t} \cdot d\omega d\omega' = \frac{\Re}{8\pi} \cdot \\
\left[\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega) |\tilde{H}(\omega)|^2 |\tilde{H}_F(\omega)|^2}_{I_0} d\omega + \right. \\
\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{-k}^* e^{jk\Omega t} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) e^{-2j\omega\tau_s} e^{2j\tau_r(\omega-k\Omega)} d\omega + \quad (3.53) \\
\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\Omega t} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega-k\Omega) \tilde{H}^*(\omega-k\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) e^{-2j\omega\tau_s} e^{2j\tau_r(\omega-k\Omega)} d\omega + \\
\left. \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* e^{jk\Omega t} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega-n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) e^{-2jk\Omega\tau_r} d\omega \right]
\end{aligned}$$

Como se puede apreciar en la expresión anterior, la primera componente (I_0) no depende de la frecuencia de RF (Ω) siendo, por tanto, un promedio de la señal de intensidad que no contribuye a la amplitud de los k-armónicos. Una vez agrupados los armónicos, es posible dar una expresión más compacta de la corriente de salida del sistema MWP-LCI, de forma similar a como se ha realizado en otros apartados:

$$i_{out}(t) = \frac{\Re}{8\pi} \left[I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(\Omega) e^{jk\Omega t} \right] \quad (3.54)$$

donde las amplitudes de los diferentes k-armónicos vienen dadas por:

$$\begin{aligned}
I_k(\Omega) = \sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_n a_{n-k}^* e^{-2jk\Omega\tau_r} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega-n\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) d\omega + \\
a_{-k}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \tilde{H}(\omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) e^{-2j\omega\tau_s} e^{2j\tau_r(\omega-k\Omega)} d\omega + \quad (3.55) \\
a_k \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega-k\Omega) \tilde{H}^*(\omega-k\Omega) \tilde{H}_F(\omega) \tilde{H}_F^*(\omega-k\Omega) e^{-2j\omega\tau_s} e^{2j\tau_r(\omega-k\Omega)} d\omega
\end{aligned}$$

Al igual que en los apartados previos, el siguiente paso en el desarrollo matemático es particularizar la Ec. (3.55) al primer armónico ($k = 1$) además de realizarse una aproximación de pequeña señal en el modulador. Asimismo, se vuelven a considerar diferentes cambios de variable para permitir una comparación sencilla de la expresión final para esta estructura y las expresiones para las estructuras

vistas previamente. Tras realizar estas consideraciones, la Ec. (3.55) se puede reescribir como:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) = & a_0 a_{-1}^* e^{-2j\Omega\tau_R} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega') \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) d\omega' + \\
 & a_1 a_0^* e^{-2j\Omega\tau_R} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') d\omega' + \\
 & a_{-1}^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') \tilde{H}_F(\omega') \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) e^{-2j\omega'\tau_S} e^{2j\tau_R(\omega' - \Omega)} d\omega' + \\
 & a_1 \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') e^{2j\omega'\tau_S} e^{-2j\tau_R(\omega' + \Omega)} d\omega'
 \end{aligned} \tag{3.56}$$

Por último, si se introduce la función de transferencia del elemento dispersivo, vista en la Ec. (3.5), en la Ec. (3.56) se obtiene la expresión final para la amplitud del primer armónico de la estructura MWP-LCI avanzada (II):

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) = & \left[e^{-\alpha L} e^{-j\phi_0\Omega} e^{-2j\Omega\tau_R} \right] \cdot \\
 & \left[\underbrace{\left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\phi_2\Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\phi_2\Omega^2} \right)}_A \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{BB} d\omega' + \right. \\
 & \underbrace{a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\phi_2\Omega^2}}_B \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(+\Omega)} d\omega' + \\
 & \left. \underbrace{a_1 e^{-\frac{j}{2}\phi_2\Omega^2}}_C \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(-\Omega)} d\omega' \right]
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

Como se puede observar en la Ec. (3.57) obtenemos las contribuciones típicas ya vistas previamente: una contribución relacionada con la banda base (BB) y otra que contiene la información sobre la muestra (LCI). Si nos centramos en la contribución BB es posible observar ciertos cambios respecto a las dos estructuras MWP-LCI previas. En primer lugar, esta contribución no es proporcional al módulo al cuadrado de las funciones de transferencia de la muestra, $\tilde{H}(\omega)$, y del espejo, $\tilde{R}_M(\omega)$, entre otras razones porque el espejo es sustituido en este caso por el modulador. De todos

modos, independientemente de las propiedades reflectivas de la muestra, en este caso la contribución BB siempre dependerá de la transformada de Fourier inversa de la distribución espectral de potencia de la fuente óptica, $\tilde{S}(\omega)$. A continuación, si nos fijamos en el término A que precede a la contribución BB, observamos la presencia de los coeficientes a_n , dependientes del formato de modulación seleccionado y, además, se observan las dos exponenciales que hacen referencia al CSE. En este sentido, la contribución BB es bastante similar a las que presentaban las estructuras MWP-LCI previas. Si analizamos la contribución LCI, encontramos diferencias notables. El contenido de la integral a la que hacen referencia las contribuciones LCI ($+\Omega$) y LCI($-\Omega$) es similar a los vistos en expresiones como la Ec. (3.15) o la Ec. (3.42), con la diferencia de que esta estructura no dispone de espejo en el brazo superior, por lo que su función de transferencia no está presente. Sin embargo, esta vez, los términos LCI sólo van acompañados de uno de los coeficientes generados por el modulador (a_{-1}, a_1), visibles en los términos B y C , lo que significa que, a priori, existirá una mejora de amplitud respecto a los términos LCI de otras estructuras. Además, también en estos términos B y C , encontramos una exponencial de fase proporcional al cuadrado de la frecuencia eléctrica (Ω^2), por lo que podemos afirmar también que la posición estratégica del modulador en uno de los brazos del interferómetro hace que el término LCI no se vea afectado por el CSE. Desde el punto de vista puramente estructural, la estructura MWP-LCI avanzada (II) de la Figura 3.10 presenta una ventaja importante, ya que es la única que de forma inherente evita el CSE en la contribución LCI, permitiendo la correcta lectura de OPDs en cualquier punto del eje de frecuencias (salvo en la posición de banda base).

Asimismo, resulta altamente interesante explorar qué le ocurre a la función de transferencia de esta estructura cuando se le aplica una modulación AM o PM. Por ello, se van a analizar ambos formatos en los siguientes apartados.

3.3.1. Modulación de amplitud en doble banda lateral (AM-DSB) y con portadora suprimida (AM-DSBSC)

Ya hemos visto que la estructura MWP-LCI avanzada (II) propuesta en la Figura 3.10, cuya expresión final puede observarse en la Ec. (3.57), presenta una gran ventaja frente a estructuras MWP-LCI previas: la contribución LCI está totalmente libre del CSE, lo que incrementa considerablemente el rango de operación de la estructura. Sin embargo, la otra gran limitación que sigue existiendo en esta estructura es la generación de una banda base.

Con el objetivo de mostrar las características de la estructura a través de una función de transferencia, se particulariza la Ec. (3.57) a un caso en el que se considera un modulador de amplitud que genera una modulación AM-DSB. Para ello, hacemos uso de la definición para los coeficientes a_n vista en la Ec. (3.16), obteniendo la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) \Big|_{AM-DSB} &= \left[e^{-\alpha L} e^{-j\phi_1 \Omega} e^{-2j\Omega \tau_R} \right] \cdot \\
 &\left[\underbrace{\left(-j\alpha_{AM} \sin(\phi_{DC}) J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) \cos\left(\frac{1}{2}\phi_2 \Omega^2\right) \right)}_A \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{BB} d\omega' + \right. \\
 &\underbrace{\left(\sqrt{\alpha_{AM}} \cos\left(\frac{\phi_{DC}}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{j\frac{1}{2}\phi_2 \Omega^2} \right)}_B \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(+\Omega)} d\omega' + \\
 &\left. \underbrace{\left(\sqrt{\alpha_{AM}} \cos\left(\frac{\phi_{DC}}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{-j\frac{1}{2}\phi_2 \Omega^2} \right)}_C \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(-\Omega)} d\omega' \right] \quad (3.58)
 \end{aligned}$$

A continuación, se considera un caso concreto para mostrar la función de transferencia obtenida con modulación AM-DSB, cuyo resultado se muestra en la Figura 3.11. Para ello, volvemos a tener en cuenta la fuente óptica gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm considerada en previas simulaciones. Además, se vuelve a contar con un elemento dispersivo caracterizado por $\phi_2=-222$ ps² y con un valor de $\phi_{DC} = \pi/2$ para el modulador. Por último, se considera una muestra que introduce un OPD con valor 4 mm. Asimismo, se añade la función de transferencia del CSE en el caso AM.

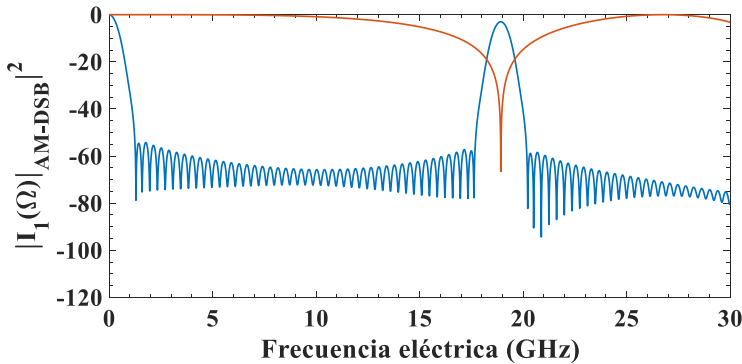


Figura 3.11. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación AM-DSB (azul). Se añade el CSE para el caso AM de un elemento dispersivo con $\phi_2=-222$ ps² (naranja).

Con una modulación AM-DSB, observamos en la Figura 3.11 dos contribuciones: una resonancia de RF referente a la banda base (BB) y otra resonancia referente a la información de la muestra (LCI), alrededor de los 19 GHz. También es posible ver,

gracias a la superposición del CSE, que los desvanecimientos producidos por este efecto no tienen relevancia sobre el término LCI, confirmando lo que se observa en las Ec. (3.57) y (3.58). Para esta estructura MWP-LCI, únicamente la contribución de banda base está afectada por el CSE, lo que demuestra la ventaja clara de esta estructura frente a las propuestas previas. Además, si comparamos la amplitud de la resonancia de RF asociada a la muestra de la Figura 3.11 con la que se observa en la Figura 3.4, vemos que existe un aumento de 3 dB. Este aumento tiene su origen en la propia naturaleza de la estructura, ya que, analizando las Ec. (3.57) y (3.15) observamos que la contribución LCI no está acompañada por los mismos coeficientes a_n referentes al proceso de modulación.

Una vez hemos comprobado que el CSE no supone una limitación para la información de la muestra en esta estructura, podemos centrarnos en la eliminación/reducción de la contribución de la banda base (BB). En el caso de una modulación de AM, es posible observar en la Ec. (3.57) que el término A depende del coeficiente a_0 (que se asocia con la portadora óptica), mientras que en los términos B o C no sucede así. Teniendo este hecho en cuenta, es posible observar que, mediante la supresión del coeficiente a_0 podemos eliminar la contribución BB sin que afecte al término LCI. La manera de conseguirlo consiste en encontrar la tensión de polarización correcta (V_{DC}) para provocar que $\phi_{DC} = 0$, lo que se conoce en el campo de MWP como una modulación de amplitud en doble banda lateral con portadora suprimida (AM-DSBSC). En ese caso, podemos expresar la Ec. (3.57) de la siguiente forma:

$$I_1(\Omega) \Big|_{AM-DSBSC} = \left[e^{-\alpha L} e^{-j\phi_1 \Omega} e^{-2j\Omega \tau_R} \right] \cdot \left[\overbrace{\left(\sqrt{\alpha_{AM}} J_1 \left(\frac{m}{2} \right) e^{j \frac{1}{2} \phi_2 \Omega^2} \right)}^B \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(+\Omega)} d\omega' + \right. \quad (3.59)$$

$$\left. \overbrace{\left(\sqrt{\alpha_{AM}} J_1 \left(\frac{m}{2} \right) e^{-j \frac{1}{2} \phi_2 \Omega^2} \right)}^C \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S - \tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)}}_{LCI(-\Omega)} d\omega' \right]$$

A continuación, se realiza a una simulación numérica, mostrada en la Figura 3.12, para comprobar que es posible eliminar la contribución BB a través de la correcta manipulación del modulador de amplitud para provocar una modulación AM-DSBSC. Para ello, consideramos el mismo caso teórico que el visto para la generación de la Figura 3.11, pero esta vez se utiliza un valor de $\phi_{DC} = 0$.

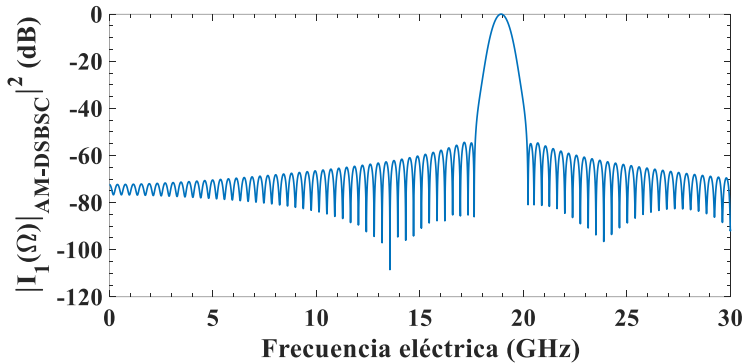


Figura 3.12. Función de transferencia correspondiente a la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación AM-DSBSC.

En la Figura 3.12 observamos que únicamente está presente la contribución referente al término LCI, como cabía esperar a partir de la Ec. (3.59) si se emplea una modulación AM-DSBSC. De esta forma, es posible eliminar la contribución de banda base del sistema, ampliando el rango de OPDs que puede ser medidos a posiciones cercanas al origen.

Por tanto, la combinación de la estructura MWP-LCI avanzada (II) y la modulación AM-DSBSC puede considerarse como una excelente opción en cuanto a las estructuras MWP-LCI propuestas en esta tesis, ya que permite obtener y medir correctamente cualquier resonancia de RF en todo el rango de operación que se desee. Es importante remarcar que esta conclusión sobre la estructura MWP-LCI va ligada a que el elemento dispersivo considerado no introduce dispersión de tercer orden (φ_3), cuyos efectos limitantes se verán en uno de los siguientes apartados del capítulo.

3.3.2. Modulación de fase (PM)

Una vez se ha particularizado la estructura para el caso una modulación AM, se analiza el caso de modulación PM ya que, como veremos, también resulta interesante el efecto causado en la función de transferencia.

En primer lugar, sustituimos en la Ec. (3.57) los coeficientes a_n para el caso de la modulación PM, cuya definición se encuentra en la Ec. (3.20). La amplitud del primer armónico, por tanto, se puede expresar como:

$$\begin{aligned}
I_1(\Omega)|_{PM} &= \left[e^{-\alpha L} e^{-j\phi_1\Omega} e^{-2j\Omega\tau_R} \right]. \\
&\left[\left(\begin{array}{c} \text{CSE (PM)} \\ -2j\alpha_{PM} J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) \sin\left(\frac{1}{2}\phi_2\Omega^2\right) \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega'-\omega_0)}}_{BB} d\omega' + \end{array} \right) \right. \\
&\left(\sqrt{\alpha_{PM}} J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{j\frac{1}{2}\phi_2\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_S-\tau_R)} e^{j\tau_{ref}(\omega'-\omega_0)}}_{LCI(+\Omega)} d\omega' + \right. \\
&\left. \left. \left(\sqrt{\alpha_{PM}} J_1\left(\frac{m}{2}\right) e^{-j\frac{1}{2}\phi_2\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\tilde{S}(\omega') \tilde{H}^*(\omega') e^{2j\omega'(\tau_S-\tau_R)} e^{\tau_{ref}(\omega'-\omega_0)}}_{LCI(-\Omega)} d\omega' \right) \right] \quad (3.60)
\end{aligned}$$

Como se puede observar, la expresión para la función de transferencia es similar al caso AM, visto en la Ec. (3.58). Sin embargo, y como ya se ha comentado previamente, encontramos una notable diferencia en el CSE, cuya función de transferencia es complementaria al caso de modulación AM, como se aprecia en el término senoidal. De nuevo, observamos que el CSE sólo afecta a la contribución BB, dejando libre la contribución referente a la información de la muestra (LCI).

Con el objetivo de ilustrar las propiedades de la función de transferencia en el caso de una modulación PM, recurrimos a la simulación numérica mostrada en la Figura 3.13. Para ello, consideramos un caso similar al visto en la Figura 3.11, con una fuente gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm y un elemento dispersivo que introduce una dispersión cromática con valor $\phi_2=-222$ ps². En este caso se consideran dos muestras: en la Figura 3.13(a) se introduce un OPD de 5.6 mm y en la Figura 3.13(b) un OPD de 0.41 mm.

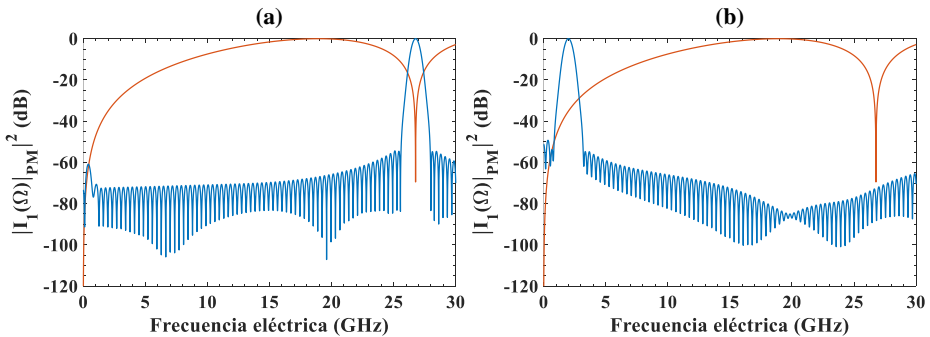


Figura 3.13. Funciones de transferencia (azul) de la estructura MWP-LCI avanzada (II) considerando una modulación PM cuando se introduce una muestra con un OPD de valor (a) 5.6 mm y (b) 0.41 mm. Se añade el CSE para el caso de una modulación PM en un elemento dispersivo con $\phi_2=-222$ ps² (naranja).

Tal como se muestra en la Figura 3.13(a), el OPD presente en el interferómetro genera una resonancia de RF alrededor de 27 GHz, coincidiendo con uno de los nulos del CSE para el caso PM. En este caso, se observa como la resonancia de RF no desaparece como es de esperar a partir de las Ec. (3.61) y (3.64). Además, observamos en la función de transferencia de ambas figuras que la contribución de banda base (BB) sufre una atenuación notable. Este efecto se origina debido al nulo relacionado con el CSE en el origen, generando un filtrado paso alto en la función de transferencia que únicamente afecta a la contribución de banda base. Como refleja la Figura 3.13(b), la desaparición de la banda base es prácticamente total, permitiendo que las resonancias de RF generadas muy cerca del origen, en este caso a 2 GHz, sean medidas correctamente.

De esta forma, la estructura MWP-LCI avanzada (II) combinada con una modulación PM, también evita las dos limitaciones principales vistas hasta el momento: la contribución LCI no está afectada por el CSE y es posible la correcta medida de OPDs de valores muy pequeños. Además, el caso de PM presenta un esquema más simple al evitarse la necesidad de polarizar el modulador.

3.4. Muestra característica en sistemas MWP-LCI: modelo multicapa

Hasta el momento, se ha demostrado que las diferentes estructuras MWP-LCI presentadas son capaces de recuperar la información de la muestra cuando ésta tiene un carácter genérico, es decir, se expresa a través de una función de transferencia cualquiera. De este modo, se comprueba que las estructuras MWP-LCI son viables en diferentes aplicaciones donde típicamente se emplea la técnica LCI. Sin embargo, también resulta interesante particularizar la muestra y analizar las consecuencias que puede tener el tipo de muestra sobre la función de transferencia obtenida mediante una estructura MWP-LCI. Por ello, en este apartado se plantea un modelo basado en una muestra multicapa, es decir, una muestra formada por un conjunto de n capas cada una caracterizadas con una reflectividad H_n y por un retardo τ_n . De esta forma, dicho modelo se puede describir matemáticamente como:

$$\tilde{H}(\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n e^{-2j\omega\tau_n} \quad (3.61)$$

donde el factor 2 de la exponencial hace referencia al camino de ida y vuelta a la capa correspondiente.

Generalmente, en la caracterización de una muestra se pretende obtener la posición y profundidades de las diferentes capas del material. En una situación ideal, cada una de estas capas generara una señal oscilatoria en un sistema LCI o una resonancia de RF en un sistema MWP-LCI, por lo que toda la información relevante de la muestra se obtiene tras el análisis del patrón de interferencia o de la función de

transferencia, respectivamente. Sin embargo, en un caso real, se produce un efecto no deseado que consiste en la generación de reflexiones entre las propias capas internas de la muestra. Para visualizar mejor este concepto, se puede observar en la Figura 3.14 una representación de qué ocurre cuando el sistema ha de interrogar una muestra que tiene, por ejemplo, dos capas. El valor de amplitud y retardo de esta contribución suele ser bajo, pero suficientemente relevante como para que dichas reflexiones se muestren en el patrón de interferencia o en la función de transferencia del sistema. En LCI, estos términos suelen conocerse como ruido de coherencia [19, 53], mientras que en MWP-LCI los denominamos como términos de auto-reflexión ya que tienen su origen en reflexiones no deseadas en el interior de la muestra.

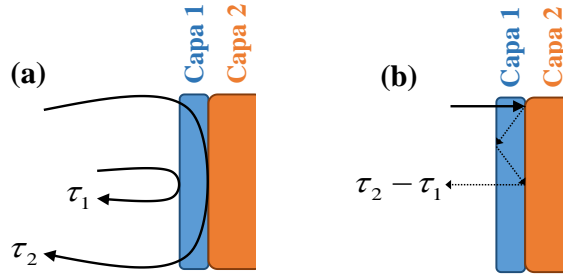


Figura 3.14. (a) Retardos ideales generados por la posición de dos capas dentro de una muestra. (b) Retardo generado por la interacción entre la capa 2 y capa 1.

Como se ha comentado previamente, el término de auto-reflexiones tiene su origen en la contribución de banda base (BB), en concreto, se debe al término $|\tilde{H}(\omega)|^2$. Dicho término es el responsable de las interacciones entre las diferentes capas y, por ello, se muestra a continuación el desarrollo matemático relacionado con este término para el caso de una muestra de dos capas:

$$\begin{aligned} |\tilde{H}(\omega)|^2 &= |\tilde{H}(\omega)\tilde{H}^*(\omega)| = (H_1 e^{-2j\omega\tau_1} + H_2 e^{-2j\omega\tau_2}) \cdot (H_1^* e^{2j\omega\tau_1} + H_2^* e^{2j\omega\tau_2}) \\ &= |H_1|^2 + |H_2|^2 + H_1 H_2^* e^{-2j\omega(\tau_1 - \tau_2)} + H_1^* H_2 e^{2j\omega(\tau_1 - \tau_2)} \end{aligned} \quad (3.62)$$

De esta forma, es posible obtener una expresión general que describa la interacción entre las n capas de una muestra:

$$|\tilde{H}(\omega)|^2 = \sum_{n=m=1}^{\infty} |H_n|^2 + \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} \underbrace{H_n H_m^* e^{-2j\omega(\tau_n - \tau_m)}}_{AR(+\Omega)} + \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} \underbrace{H_n^* H_m e^{2j\omega(\tau_n - \tau_m)}}_{AR(-\Omega)} \quad (3.63)$$

Una vez se han obtenido los nuevos términos que se generan debido a las auto-reflexiones de una muestra multicapa, se procede al análisis de las consecuencias que

tiene este tipo de muestras en las estructuras MWP-LCI que se han presentado en este capítulo. Asimismo, para simplificar los desarrollos matemáticos, se asume que el espejo presenta una reflectividad compleja dada, de la misma manera que se expresa en la Ec. (3.37).

3.4.1. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI típica

En primer lugar, analizamos la estructura MWP-LCI típica, vista en el apartado 3.1. Si nos fijamos en la Ec. (3.15), observamos que en la contribución de banda base (BB) es proporcional al término que origina las auto-reflexiones visto en la Ec. (3.63), por lo que, si se considera una muestra multicapa junto a esta estructura MWP-LCI, se apreciarán en la función de transferencia obtenida los términos de auto-reflexión. De esta forma, aplicando el modelo de la Ec. (3.61), teniendo en cuenta el desarrollo del término de auto-reflexiones de la Ec. (3.63), la particularización del espejo de la Ec. (3.37) y la definición creada en la Ec. (2.15), la Ec. (3.15) se puede reescribir como:

$$I_1(\Omega) = \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\varphi_1 \Omega} \right] \left[a_0 a_{-1}^* \cdot e^{\frac{j^1 \varphi_1 \Omega^2}{2}} + a_1 a_0^* \cdot e^{-\frac{j^1 \varphi_1 \Omega^2}{2}} \right].$$

$$\left[\underbrace{\left(\left| \sum_{n=m=1}^{\infty} H_n \right|^2 + |R_M|^2 \right)}_{DC} s(\Omega) + \right. \tag{3.64}$$

$$\sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} \underbrace{H_n H_m^*}_{AR(+\Omega)} s(\Omega - (\Omega_n - \Omega_m)) + \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} \underbrace{H_n^* H_m}_{AR(-\Omega)} s(\Omega + (\Omega_n - \Omega_m)) +$$

$$\left. \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{H_n R_M^*}_{LCI(+\Omega)} s(\Omega - \Omega_n - (\Omega_S - \Omega_R)) + \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{H_n^* R_M}_{LCI(-\Omega)} s(\Omega + \Omega_n + (\Omega_S - \Omega_R)) \right]$$

Tras aplicar el modelo por capas a la Ec. (3.15) observamos varios cambios en la función de transferencia. En primer lugar, vemos que la contribución BB se desdobra en dos términos diferentes: uno relacionado con la resonancia de RF generada en torno al origen (DC) y otro término relacionado con las auto-reflexiones (AR($\pm\Omega$)). A continuación, observamos que el término DC es proporcional al módulo al cuadrado de la reflectividad de cada capa y del espejo, multiplicando a su vez a la transformada de Fourier inversa de la densidad espectral de potencia de la fuente óptica. En este caso, la expresión de la fuente aparece escalada al dominio eléctrico ($s(\Omega)$), relacionándose con el dominio óptico a través de la siguiente transformada de Fourier, de manera similar a la expresión vista en la Ec. (3.1):

$$s(\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) e^{-j\omega\phi_s\Omega} d\omega \quad (3.65)$$

De esta forma, el término de DC genera una resonancia de RF centrada en el origen, cuya amplitud viene determinada por la suma de reflectividades de la capa n de la muestra y del espejo. A continuación, encontramos el segundo término generado por la contribución BB, el término relacionado con las auto-reflexiones (AR). Si se analiza el término AR(+ Ω), observamos que se generan diversas resonancias de RF dependiendo del número de capas que tenga la muestra en cuestión, cada una centrada en una frecuencia eléctrica dada por $\Omega_n - \Omega_m$, frecuencias eléctricas que se relacionan directamente con los retardos τ_n y τ_m a través de la Ec. (2.15). La amplitud de cada una de estas resonancias viene dada por la multiplicación de las reflectividades que tengan las dos capas que interactúan entre sí. Seguidamente, nos fijamos en la contribución LCI, en concreto en el término LCI(+ Ω), cuyo contenido nos da la información sobre la capa n de la muestra. En este caso, dicho término genera una resonancia de RF cuya amplitud viene dada por la reflectividad de la capa n y del espejo y que se genera alrededor frecuencia Ω_n , correspondiente al retardo τ_n . Es importante remarcar que en el desarrollo matemático realizado para hallar la Ec. (3.64) se ha considerado un posible desajuste en los retardos asociados a los brazos del interferómetro (τ_S y τ_R). En la Ec. (3.64) este hecho se aprecia en la aparición de las frecuencias eléctricas Ω_S y Ω_R dentro de los términos LCI variando la posición central de la resonancia de RF. En un caso ideal de ajuste completo de los retardos de ambos brazos, se cumple que $\Omega_S = \Omega_R$, por lo que la resonancia se sitúa en la frecuencia dada por Ω_n . Por último, los términos AR(- Ω) y LCI(- Ω) albergan la misma información que los términos AR(+ Ω) y LCI(+ Ω) pero se sitúan en la parte negativa del eje de frecuencias, por lo que no representan información nueva acerca de la muestra investigada.

A continuación, se emplea una simulación numérica con el fin de ilustrar los efectos comentados previamente, cuyo resultado se observa en la Figura 3.15. Para ello, se considera una fuente óptica de perfil gaussiano de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm y un elemento dispersivo de dispersión cromática $\phi_2=-222$ ps². Como muestra, se considera una muestra de 2 capas con OPDs de valor 2.1 mm (capa 1) y 3.1 mm (capa 2). La reflectividad considerada para ambas capas y para el espejo es la misma e igual a la unidad. En el modulador, se considera una modulación AM-DSB.

Primeramente, podemos observar en la Figura 3.15 que se generan dos resonancias de RF como consecuencia de las dos capas presentes en la muestra. En este caso, la capa 1 genera una resonancia en torno a los 10 GHz (Ω_1) y la capa 2 una resonancia sobre los 15 GHz (Ω_2), ambas resonancias relacionadas con el término LCI(+ Ω) de la Ec. (3.64). Asimismo, se observa una resonancia de RF alrededor de los 5 GHz producida por el efecto de auto-reflexión en una muestra de 2 capas y relacionada con el término AR(+ Ω). Como se observa en la Ec. (3.64), la posición de

la resonancia generada por auto-reflexión en la muestra se obtiene como la diferencia de retardos de las dos capas involucradas, lo que en el campo de MWP-LCI se convertiría en una diferencia de frecuencias eléctricas ($\Omega_2 - \Omega_1$). En referencia a la amplitud del término de auto-reflexión, observamos en la Ec. (3.64) que dicho término es proporcional al producto de la reflectividad de cada una de las capas que intervienen ($H_n \cdot H_M^*$), por lo que, en este caso, dicho término tendrá la misma amplitud que las resonancias de RF asociadas a la capa 1 y la capa 2. Sin embargo, tal como se ha comentado en el apartado 3.1, el CSE en esta estructura está presente, provocando la atenuación de las diferentes resonancias de RF producidas.

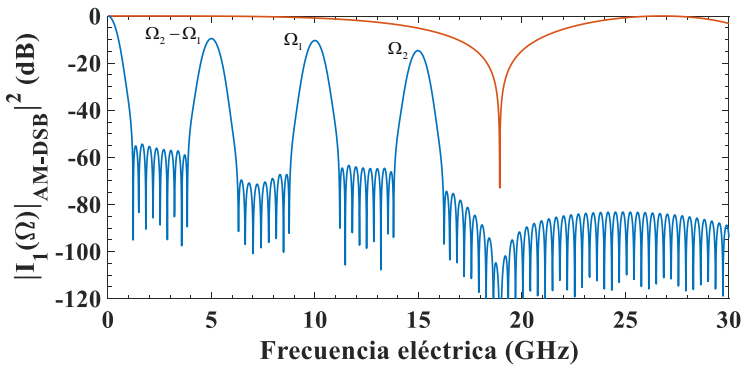


Figura 3.15. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB cuando se considera una muestra de dos capas (azul). Se añade el CSE producido por el elemento dispersivo en el caso AM (naranja).

3.4.2. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI avanzada (I)

En segundo lugar, nos centramos en la estructura MWP-LCI avanzada (I), vista en el apartado 3.2. Tal como se ha analizado, tras encontrar la expresión que define la amplitud para el primer armónico del sistema vista en la Ec. (3.31), resulta complejo procesar correctamente el contenido de las integrales, como se puede observar en las Ec. (3.33) y (3.34). Por este motivo, en los apartados 3.2.1 y 3.2.2 se hace uso de diferentes consideraciones que simplifiquen la obtención de la amplitud del primer armónico. En este sentido, la particularización de la función de transferencia de la muestra al caso que se trata en este apartado, las muestras multicapa, resulta una generalización del modelo visto en el apartado 3.2.2, lo que también permite la obtención de una expresión final relacionada con la amplitud del primer armónico.

En este sentido, si se considera que se aplica el modelo de muestra multicapa visto en la Ec. (3.61) y la particularización de la función de transferencia del espejo expresada en la Ec. (3.37), las Ec. (3.33) y (3.34) pueden reescribirse como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega') \cdot \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \cdot \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ &\left[\left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} |H_n|^2 e^{-2j\Omega\tau_n} \right) + \left(e^{-j\Omega\Delta\tau} |R_M|^2 \right) + \right. \\ &\left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} H_n H_m^* e^{-2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{-2j\Omega\tau_m} \right) + \left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} H_n^* H_m e^{2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{-2j\Omega\tau_n} \right) + \\ &\left. \left(e^{-j\Omega\Delta\tau} e^{2j\omega'\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} H_n R_M^* e^{-2j\omega'\tau_n} \right) + \left(e^{j\Omega\Delta\tau} e^{-2j\omega'\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} H_n^* R_M e^{2j\omega'\tau_n} e^{-2j\Omega\tau_n} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_F(\omega' + \Omega) \tilde{H}_F^*(\omega') \tilde{H}_I(\omega' + \Omega) \tilde{H}_I^*(\omega') &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right] \\ &\left[\left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} |H_n|^2 e^{-2j\Omega\tau_n} \right) + \left(e^{-j\Omega\Delta\tau} |R_M|^2 \right) + \right. \\ &\left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} H_n H_m^* e^{-2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{-2j\Omega\tau_n} \right) + \left(e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} H_n^* H_m e^{2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{-2j\Omega\tau_m} \right) + \\ &\left. \left(e^{j\Omega\Delta\tau} e^{2j\omega'\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} H_n R_M^* e^{-2j\omega'\tau_n} e^{-2j\Omega\tau_n} \right) + \left(e^{-j\Omega\Delta\tau} e^{-2j\omega'\Delta\tau} \sum_{n=1}^{\infty} H_n^* R_M e^{2j\omega'\tau_n} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.67)$$

Una vez introducido el modelo multicapa, podemos volver a la expresión que describe la amplitud del primer armónico de la Ec. (3.31) e introducir en ella las Ec. (3.66) y (3.67) para obtener la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} I_1(\Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \\ &\left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right) \left(\sum_{n=1}^{\infty} |H_n|^2 e^{-2j\Omega(\tau_n - \Delta\tau/2)} + |R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \right. \\ &e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} e^{-j\Omega(\tau_n + \tau_m)} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_n - \tau_m)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_n - \tau_m)} \right) H_n H_m^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\ &e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} e^{-j\Omega(\tau_n + \tau_m)} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_n - \tau_m)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_n - \tau_m)} \right) H_n^* H_m \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{2j\omega'(\tau_n - \tau_m)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\ &\sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_n - \Delta\tau)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_n - \Delta\tau)} \right) H_n R_M^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-2j\omega'(\tau_n - \Delta\tau)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' + \\ &\left. \sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{-j\Omega(\tau_n - \Delta\tau)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} e^{j\Omega(\tau_n - \Delta\tau)} \right) H_n^* R_M \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{2j\omega'(\tau_n - \Delta\tau)} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} d\omega' \right] \end{aligned} \quad (3.68)$$

A continuación, se simplifican las exponenciales vistas en la expresión anterior a través del uso de la Ec. (2.15), de forma similar a como se realiza en la Ec. (3.41):

$$\tau_n - \tau_m = -\frac{1}{2}\varphi_2(\Omega_n - \Omega_m) \quad (3.69)$$

$$\tau'_n = \tau_n - \Delta\tau \rightarrow \tau'_n = -\frac{1}{2}\varphi_2\Omega'_n \quad (3.70)$$

De este modo se agrupan las diferentes exponenciales para obtener una expresión final de la amplitud del primer armónico en el caso de considerar la estructura con modulador delante del interferómetro y una muestra multicapa:

$$I_1(\Omega) = \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \cdot$$

$$\left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega^2} \right) \underbrace{\left(\sum_{n=1}^{\infty} |H_n|^2 e^{-2j\Omega(\tau_n - \Delta\tau/2)} + |R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right)}_{DC} s(\Omega) + \right.$$

$$e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} e^{-j\Omega(\tau_n + \tau_m)} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - (\Omega_n - \Omega_m))} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - (\Omega_n - \Omega_m))} \right) \underbrace{H_n H_m^* s(\Omega - (\Omega_n - \Omega_m))}_{AR(+\Omega)} +$$

$$e^{j\Omega\Delta\tau} \sum_{n \neq m=1}^{\infty} \sum_{m \neq n=1}^{\infty} e^{-j\Omega(\tau_n + \tau_m)} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + (\Omega_n - \Omega_m))} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + (\Omega_n - \Omega_m))} \right) \underbrace{H_n^* H_m s(\Omega + (\Omega_n - \Omega_m))}_{AR(-\Omega)} +$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega'_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega'_n)} \right) \underbrace{H_n R_M^* s(\Omega - \Omega'_n)}_{LCI(+\Omega)} +$$

$$\left. \sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega'_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega'_n)} \right) \underbrace{H_n^* R_M s(\Omega + \Omega'_n)}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.71)$$

Si analizamos la Ec. (3.71), observamos que existe una gran similitud con la Ec. (3.64) ya que están presentes los mismos términos relacionados con la banda base, DC y $AR(\pm\Omega)$, y con el término referente a la muestra, $LCI(\pm\Omega)$. Sin embargo, encontramos diferencias en el paréntesis previo que acompaña a cada uno de estos términos. Fijándonos en las exponenciales, podemos observar el término de CSE centrado en una frecuencia eléctrica de $\Omega_n - \Omega_m$ en el caso de hablar del término de auto-reflexiones (AR), y en una frecuencia Ω_n en el caso del término LCI. Estas

posiciones donde se localiza el CSE coinciden exactamente con las posiciones donde se generan las diferentes resonancias de RF, ya sean originadas como término de auto-reflexión o como una de las capas de la muestra, lo que provoca que, en esas posiciones concretas, el CSE se evite completamente. Por lo tanto, según se observa en la Ec. (3.71), ninguno de los términos producidos ya sean relacionados con las auto-reflexiones (AR) o con la muestra (LCI) se verá afectado por el CSE permitiendo una lectura correcta de todos estos términos.

Se propone a continuación una simulación teórica para visualizar la función de transferencia producida por esta estructura en el caso de considerar una muestra multicapa, cuyo resultado se muestra en la Fig. 3.16. Para ello, se plantea un escenario similar al de la Figura 3.15, donde se utiliza una fuente óptica gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm, un elemento dispersivo de $\varphi_2=-222$ ps², un modulador que genera una modulación AM-DSB y una muestra de 2 capas con OPDs iguales a 2.1 mm (capa 1) y 3.1 mm (capa 2) y reflectividad igual a la unidad para ambas.

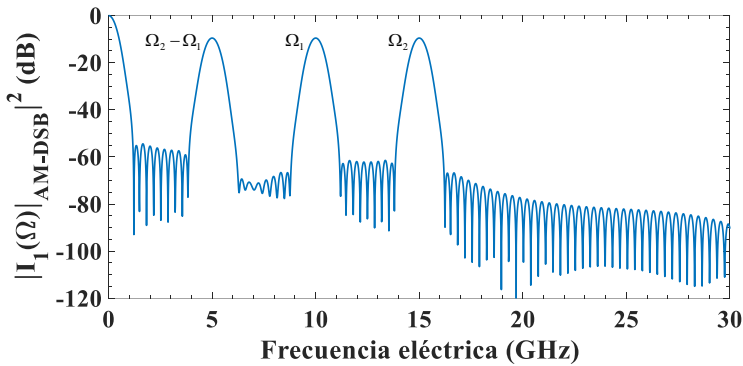


Figura 3.16. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se considera una muestra de dos capas.

Como se puede observar, se generan dos resonancias de RF en torno a las frecuencias de 10 GHz (Ω_1) y 15 GHz (Ω_2) producidas por los OPDs presentes en la muestra. Alrededor de una frecuencia de 5 GHz ($\Omega_2 - \Omega_1$) encontramos de nuevo la resonancia de RF originada como la auto-reflexión entre la capa 1 y la capa 2 de la muestra. En este caso, y a diferencia de la simulación vista en la Figura 3.15, ninguna de las resonancias de RF se ve afectada por el CSE, lo que corrobora lo que se ha concluido a partir de la Ec. (3.71). En referencia a la amplitud, se observa que las tres resonancias de RF tienen el mismo valor respecto a la banda base. Sin embargo, sí que encontramos diferencias en dicho valor comparado con los ejemplos previos, donde la amplitud toma un valor de 9.54 dB en el ejemplo de la Figura 3.16. Esta diferencia radica en el término de DC de la Ec. (3.71), que contiene la suma de las reflectividades de las dos capas consideradas y de la reflectividad del espejo. Por lo

que, en el caso de considerar una muestra multicapa, la diferencia de amplitud entre el término DC y las diferentes resonancias de RF crecerá cuantas más capas contenga la muestra.

Cabe destacar la combinación de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con una detección balanceada, que se mostraba en la Figura 3.8 en el caso de considerar una muestra multicapa. Como se ha comentado en el apartado 3.2.3, la introducción de este tipo de fotodetección permite cancelar la contribución de banda base (BB) que contiene el término responsable de la generación del término de DC y del término de auto-reflexiones (AR). De esta forma, si se considera esta estructura MWP-LCI con detección balanceada, la función de transferencia resultante está libre de ambos términos, provocados por la contribución BB. De esta forma, la amplitud del primer armónico vista en la Ec. (3.71) se puede reescribir como:

$$I_1(\Omega) \Big|_{BPD} = \left[\frac{1}{2} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega'_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega'_n)} \right) \underbrace{H_n R_M^* s(\Omega - \Omega'_n)}_{LCI(+\Omega)} + \sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega'_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega'_n)} \right) \underbrace{H_n^* R_M s(\Omega + \Omega'_n)}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.72)$$

Para comprobar este efecto, se realiza la misma simulación teórica planteada en la Figura 3.16, pero esta vez considerando una detección balanceada a la salida del sistema. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.17.

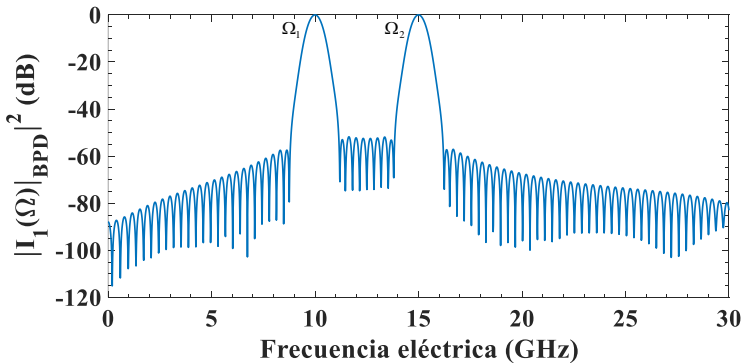


Figura 3.17. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSB, una muestra de dos capas y detección balanceada.

Como se puede observar en la Figura 3.17, la función de transferencia obtenida presenta dos resonancias de RF, una debido a la capa 1 entorno a la frecuencia de 10 GHz (Ω_1) y otra debido a la capa 2 alrededor de 15 GHz (Ω_1). En este caso, y a diferencia de lo visto en la Figura 3.16, la fotodetección balanceada permite la completa eliminación del término de DC y de la resonancia de RF originada por auto-reflexión, obteniendo de esta manera una función de transferencia totalmente libre de efectos limitantes.

3.4.3. Modelo multicapa en la estructura MWP-LCI avanzada (II)

Por último, se analiza la estructura MWP-LCI avanzada (II), vista en el apartado 3.3, en el caso de considerar una muestra multicapa. En este sentido, nos fijamos en la Ec. (3.57) como punto de partida e introducimos en esa expresión el modelo multicapa de la Ec. (3.61). De esta forma, se obtiene:

$$I_1(\Omega) = \left[e^{-\alpha L} e^{-j\varphi_0 \Omega} e^{-2j\Omega \tau_R} \right] \cdot \left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} \right) s(\Omega) + \right. \\ \left. a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{H_n s(\Omega - \Omega_n - (\Omega_S - \Omega_R))}_{LCI(+\Omega)} + a_1 e^{-\frac{j}{2}\varphi_2 \Omega^2} \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{H_n^* s(\Omega + \Omega_n + (\Omega_S - \Omega_R))}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.73)$$

Tal como puede observarse tanto en la Ec. (3.57) como en la Ec. (3.73), la contribución BB es diferente a las dos estructuras MWP-LCI previas, ya que, en este caso, no encontramos el término responsable de la generación de las auto-reflexiones, $|\bar{H}(\omega)|^2$. Por ello, la función de transferencia de esta estructura MWP-LCI nunca mostrará resonancias de RF producidas por auto-reflexiones. En cuanto al término LCI(+ Ω), se observa que se formará una resonancia de RF ubicada alrededor de la frecuencia eléctrica Ω_n , como consecuencia del retardo τ_n introducido por la capa n de la muestra. De nuevo, es importante dejar claro que en el desarrollo matemático realizado se intenta considerar un caso lo más general posible, contemplando la posibilidad de que los retardos asociados a los brazos superior e inferior del interferómetro sean diferentes, de ahí la presencia de las frecuencias eléctricas Ω_S y Ω_R . Por último, observamos también que existe un término LCI(- Ω) que genera la misma resonancia de RF que el término LCI(+ Ω) pero en la parte negativa del eje, lo que no aporta nueva información sobre las propiedades de la muestra.

En este punto, se propone una simulación numérica para comprobar cómo es la función de transferencia de esta estructura MWP-LCI combinada con una muestra multicapa, cuyo resultado se muestra en la Figura 3.18. Para ello, contamos con una fuente óptica gaussiana caracterizada por un ancho de banda de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm y con un elemento dispersivo de dispersión cromática $\varphi_2=-222$ ps². En este caso se

considera un modulador de amplitud que genera una modulación AM-DSB con $\phi_{DC} = \pi/2$. De nuevo, consideramos una muestra de dos capas que introduce unos OPDs de 2.1 mm (OPD 1), 3.2 mm (OPD 2). Como se puede observar, se genera en la función de transferencia un término de DC en el origen ya que en este caso no se está considerando la modulación AM-DSBSC para eliminar la contribución BB. A continuación, observamos la generación de dos resonancias de RF localizadas en 10 y 15 GHz, correspondientes a la capa 1 y la capa 2, respectivamente. Tal como demuestra la Ec. (3.73), no se aprecian términos de auto-reflexión en la Figura 3.18, quedando la función de transferencia obtenida libre de estos términos.

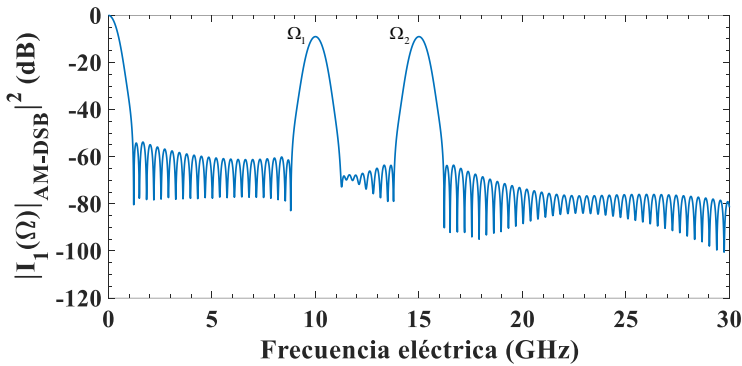


Figura 3.18. Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSB en el caso de considerar una muestra de 2 capas con OPDs de valor 2.1 mm (OPD 1), 3.2 mm (OPD 2).

3.5. Fuentes ópticas pulsadas en sistemas MWP-LCI

La fuente óptica representa uno de los elementos clave en cualquier sistema MWP-LCI ya que algunos de sus parámetros más relevantes, como la potencia de salida o el tipo de perfil, afectan en gran medida al funcionamiento del sistema en términos de sensibilidad o resolución. En este sentido, es muy común el uso de fuentes ópticas ASE (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE) en sistemas tanto LCI como MWP-LCI. Su funcionamiento principal se basa en la emisión espontánea de luz que, cuando se añade apropiadamente una señal óptica/eléctrica de bombeo, se ve amplificada a través de lo que se denomina emisión estimulada. Típicamente, este tipo de fuentes son anchas espectralmente y posean una baja coherencia, por lo que representan una excelente opción. No obstante, existen ciertos inconvenientes que pueden hacer preferible otro tipo de fuentes. Entre los principales motivos se encuentran el perfil de potencia aleatorio que genera una fuente ASE, lo que provoca que cada una de las longitudes de onda que forman el espectro de la fuente posea una amplitud diferente. Como se ha comentado en diferentes puntos de esta tesis doctoral, la forma que poseen las resonancias de RF relacionadas con la muestra dependen directamente de la transformada de Fourier de la fuente óptica, tal como expresa la

Ec. (2.3). De este modo, el perfil de salida de dicha fuente tiene un alto impacto en la función de transferencia del sistema MWP-LCI. La solución más apropiada para el perfil aleatorio de una fuente ASE suele ser colocar a su salida un selector óptico de canales (*Optical Channel Controller, OCC*) que pueda realizar un filtrado de la señal extraída de la fuente ASE y corregirla para generar el perfil que se desee. Por un lado, la concatenación de ambos elementos es una buena opción para tener un control total del perfil de potencia, pero, por otro lado, la suma de elementos ópticos a la estructura MWP-LCI provoca una pérdida inherente de potencia óptica adicional por dos motivos: por pérdidas de inserción y por el filtrado realizado sobre el perfil aleatorio de la fuente ASE. Es importante remarcar que dichas pérdidas ópticas afectan negativamente a los parámetros del sistema sobretodo en términos de sensibilidad.

Como alternativa a la combinación de fuente ASE y OCC, se plantea en este apartado el uso de las fuentes ópticas pulsadas. Este tipo de fuente sigue en vías de desarrollo y perfeccionamiento [113], pero representa una alternativa real ya que entre sus principales características se encuentran la generación de un perfil manipulable a través de la potencia de cada una de las líneas espectrales de las que se componga la fuente pulsada y de una mayor potencia óptica de salida. Es por este motivo que resulta interesante analizar la implementación y consecuencias de este tipo de fuentes ópticas sobre un sistema MWP-LCI de los que se han estudiado a lo largo de este capítulo. Se realiza a continuación un breve análisis matemático del modelaje de este tipo de fuentes y su incorporación a la estructura MWP-LCI avanzada (I).

Comenzamos modificando la Ec. (3.25) para definirla esta vez en el dominio temporal en lugar de en el dominio frecuencial. De este modo, el campo óptico asociado a dicha ecuación se puede expresar como:

$$e_{out}(t) = (e_s(t) \cdot m(t)) \otimes \underbrace{(h_l(t) \otimes h_r(t))}_{h_r(t)} \quad (3.74)$$

A continuación, utilizamos la Ec. (3.7), que expresa la intensidad de salida del fotodetector en función del tiempo. En esta ocasión se emplea de nuevo una expresión en el dominio del tiempo, en la que se considera la definición tradicional de la operación de convolución. Esta intensidad, por tanto, se obtiene de la forma:

$$i_{out}(t) = \Re \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle e_s(t - \tau_1) e_s^*(t - \tau_2) \rangle m(t - \tau_1) m^*(t - \tau_2) h_r(\tau_1) h_r^*(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.75)$$

Al centrarse este apartado en el análisis del tipo de fuente, nos detendremos a analizar con mayor profundidad el término del promedio temporal que contiene al campo eléctrico generado por la fuente, $e_s(t)$. En este sentido, se realiza la siguiente

definición para describir una fuente pulsada, cuya separación entre líneas espectrales viene establecida por $\Delta\omega$:

$$e_s(t) = \sum_{n=0}^{M-1} E_n e^{j[(\omega_0+n\Delta\omega)t+\phi_n]} \quad (3.76)$$

donde $\omega_0 + n\Delta\omega$, E_n y ϕ_n representan la frecuencia óptica, la amplitud y la fase del modo n , respectivamente. La expresión anterior representa el campo óptico generado por una fuente con M modos espectrales, donde la naturaleza de ϕ_n determinará el tipo concreto de fuente. En el caso de una fuente tipo array de láseres, las fases ϕ_n son aleatorias, mientras que en una fuente tipo *mode-locked* siempre se cumple que $\phi_n = 0, \forall n$. Teniendo esto en cuenta, se desarrolla a continuación el término relacionado con el promedio temporal de la fuente óptica:

$$\begin{aligned} \langle e_s(t-\tau_1) e_s^*(t-\tau_2) \rangle &= \left(\sum_{n=0}^{M-1} E_n e^{j[(\omega_0+n\Delta\omega)(t-\tau_1)+\phi_n]} \right) \left(\sum_{m=0}^{M-1} E_m^* e^{-j[(\omega_0+m\Delta\omega)(t-\tau_2)+\phi_m]} \right) = \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} E_n E_m^* e^{-j(n\tau_1-m\tau_2)\Delta\omega} e^{j(n-m)\Delta\omega t} \langle e^{j(\phi_n-\phi_m)} \rangle = \\ &= \underbrace{\sum_{n=m=0}^{M-1} |E_n|^2 e^{-jn\Delta\omega(\tau_1-\tau_2)}}_{\text{LASER-ARRAY}} + \sum_{n \neq m=0}^{M-1} \sum_{m \neq n=0}^{M-1} E_n E_m^* e^{-j(n\tau_1-m\tau_2)\Delta\omega} e^{j(n-m)\Delta\omega t} \langle e^{j(\phi_n-\phi_m)} \rangle \end{aligned} \quad (3.77)$$

Seguidamente, se aplica un cambio de variable ($n-m=k'$) que facilita la agrupación de las diferentes contribuciones generadas por la fuente. De este modo, la Ec. (3.77) se puede reescribir como:

$$\langle e_s(t-\tau_1) e_s^*(t-\tau_2) \rangle = I_{LA} + \sum_{k' \neq 0}^{M-1} I_{k'} e^{jk'\Delta\omega t} \quad (3.78)$$

donde

$$I_{LA} = \sum_{k'=0}^{M-1} |E_{k'}|^2 e^{-jk'\Delta\omega(\tau_1-\tau_2)} \quad (3.79)$$

$$I_{k'} = \sum_{n-k'=0}^{M-1} E_{k'} E_{n-k'}^* e^{-j(k'\tau_1-(n-k')\tau_2)\Delta\omega} e^{jk'\Delta\omega t} \langle e^{j(\phi_{k'}-\phi_{n-k'})} \rangle \quad (3.80)$$

A continuación, teniendo en cuenta el tipo de fuente óptica considerada (array de láseres o fuente en modo *mode-locked*), se puede concretar el término referido a las fases de cada una de las líneas espectrales:

- Caso array de láseres: $\langle e^{j(\phi_n - \phi_m)} \rangle = \delta_{nm}$
- Caso fuente en modo *mode-locked*: $\langle e^{j(\phi_n - \phi_m)} \rangle = 1$

De este modo, es posible observar que en el caso de tener una fuente pulsada del tipo array de láseres, el término $I_{k'}$ se anula siempre que $n \neq m$. Sin embargo, en el caso de considerar una fuente *mode-locked*, el término $I_{k'}$ no se anula, por lo que podemos seguir desarrollando dicho caso con el objetivo de analizar qué relación existe entre los armónicos generados por el modulador y las contribuciones creadas por la fuente óptica pulsada. En este sentido, podemos expresar los términos relacionados con el modulador de la Ec. (3.75) de la siguiente forma:

$$m(t - \tau_1) m^*(t - \tau_2) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n a_m^* e^{-j\Omega(n\tau_1 - m\tau_2)} e^{-j\Omega(n-m)t} =$$

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \underbrace{\sum_{n-k=-\infty}^{\infty} a_k a_{n-k}^* e^{-j\Omega(k\tau_1 - (n-k)\tau_2)} e^{-jk\Omega t}}_{I_k} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k e^{-jk\Omega t} \quad (3.81)$$

donde se ha empleado el cambio de variable $n - m = k$ para agrupar los armónicos generados en la etapa de modulación de forma similar a como se ha realizado anteriormente en los desarrollos relacionados con las estructuras MWP-LCI.

En este punto es posible retomar la expresión de la intensidad de salida del fotodetector en función del tiempo teniendo en cuenta el término relacionado con la fuente óptica pulsada de la Ec. (3.78) y el término que aplica a la modulación visto en la Ec. (3.81). De esta forma, se obtiene:

$$i_{out}(t) = \Re \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[I_{LA} \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k e^{-jk\Omega t} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{k' \neq 0}^{\infty} I_k I_{k'} e^{-j(k\Omega - k'\Delta\omega)t} \right] h_T(\tau_1) h_T^*(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.82)$$

Tras encontrar la Ec. (3.82), introducimos una consideración basada en la medida experimental de la función de transferencia cuando se emplean sistemas MWP-LCI y fuentes pulsadas con el objetivo de simplificar la Ec. (3.82). Esta consideración se basa en cuál es el proceso para medir la función de transferencia del sistema a través de un analizador vectorial de redes (*Vector Network Analyzer*, VNA). Cuando se obtiene la corriente a la salida del fotodetector, $i_{out}(t)$, el VNA utiliza un filtro de frecuencia intermedia (*Intermediate Frequency*, IF) empleado para medir el armónico de frecuencia Ω en un ancho de banda que denotaremos por B . Si dicho ancho de banda B es menor que la separación entre las líneas espectrales del láser ($\Delta\omega$), aproximación que puede considerarse siempre cierta, el segundo término de la Ec. (3.78) puede despreciarse ya que las contribuciones generadas por dicho término

se encuentran fuera del ancho de banda B del filtro ($B \ll \Delta\omega$). De esta manera, es posible simplificar la Ec. (3.82) de la forma:

$$i_{out}(t) = \Re \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [I_{LA} I_k h_T(\tau_1) h_T^*(\tau_2)] d\tau_1 d\tau_2 e^{-jk\Omega t} \quad (3.83)$$

Así, queda demostrado que todas las expresiones obtenidas para las estructuras MWP-LCI vistas durante el desarrollo de este capítulo son completamente válidas en el caso de que se considere una fuente pulsada como fuente óptica principal. En dicho caso, la autocorrelación de la fuente óptica pasaría a expresarse como:

$$\langle \tilde{E}_s(\omega) \tilde{E}_s^*(\omega') \rangle = \sum_{n=0}^{M-1} |E_n|^2 \delta(\omega' - n\Delta\omega) \delta(\omega - \omega') \quad (3.84)$$

A continuación, con el objetivo de profundizar en los efectos que supone el uso de fuentes pulsadas en estructuras MWP-LCI, se plantea la combinación de la estructura MWP-LCI avanzada (I) y detección balanceada en el caso de una muestra multicapa, expresión vista en la Ec. (3.72), y el uso de una fuente pulsada definida como se ha visto en la Ec. (3.84).

En primer lugar, la densidad espectral de la fuente pulsada quedaría definida de la siguiente manera (se emplea el subíndice p para cada una de las líneas espectrales):

$$\tilde{S}(\omega) = \tilde{S}_{FP}(\omega) \sum_{p=0}^{M-1} \delta(\omega - p\Delta\omega) \quad (3.85)$$

donde $\tilde{S}_{FP}(\omega)$ representa la envolvente generada por todas las líneas espectrales de la fuente pulsada considerada.

Para introducir la Ec. (3.85) en la Ec. (3.72), es necesario realizar la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral de la fuente pulsada y escalar dicha expresión por el factor que existe entre tiempo y frecuencia eléctrica, relación vista en la Ec. (2.15). De este modo, se obtiene:

$$s(\Omega) = s_{FP}(\Omega) \otimes \sum_{p=0}^{M-1} \delta(\Omega - p\Delta\Omega) \quad (3.86)$$

donde $s_{FP}(\Omega)$ representa la transformada inversa de Fourier de la función $\tilde{S}_{FP}(\omega)$, escalada al dominio de las frecuencias eléctricas y $\Delta\Omega$ es el espaciado que existe entre cada una de las repeticiones espectrales (*Free Spectral Range*, FSR). A través del uso de la Ec. (2.15) resulta sencillo relacionar el espaciado entre las líneas espectrales de la fuente óptica pulsada ($\Delta\omega$) y el FSR:

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta\tau}{|\varphi_2|} = 2\pi \underbrace{\frac{1}{\Delta\omega|\varphi_2|}}_{FSR} \quad (3.87)$$

Finalmente, teniendo en cuenta las expresiones vistas, se acude a la Ec. (3.72) en el caso de considerar una muestra de una capa con reflectividad H_1 y retardo τ_1 , y se particulariza para emplear una fuente pulsada como fuente óptica principal:

$$I_1(\Omega)|_{BPD} = \left[\frac{1}{2} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} \right] \cdot$$

$$\left[\sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega - \Omega_n)} \right) \underbrace{H_n R_M^* s_{FP}(\Omega - \Omega_n)}_{LCI(+\Omega)} \otimes \sum_{p=0}^{M-1} \delta(\Omega - 2\pi p \cdot FSR) \right] + \quad (3.88)$$

$$\left[\sum_{n=1}^{\infty} e^{-j\Omega\tau_n} \left(a_0 a_{-1}^* e^{\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega_n)} + a_1 a_0^* e^{-\frac{j}{2}\varphi_2\Omega(\Omega + \Omega_n)} \right) \underbrace{H_n^* R_M s_{FP}(\Omega + \Omega_n)}_{LCI(-\Omega)} \otimes \sum_{p=0}^{M-1} \delta(\Omega - 2\pi p \cdot FSR) \right]$$

Si analizamos la expresión anterior se observa que, en el caso de utilizar una fuente pulsada, la función de transferencia obtenida es muy similar al caso de usar una fuente ancha, tal como se muestra en la Ec. (3.72). Sin embargo, también encontramos ciertas diferencias. Entre ellas, se encuentra el cambio en el perfil de la resonancia de RF generada para cada una de las n capas, que dependerá en este caso de la envolvente de las líneas espectrales que forman la fuente pulsada, $s_{FP}(\Omega)$. Asimismo, encontramos otra diferencia importante en la operación de convolución de todo el término $LCI(\pm\Omega)$ por el tren de deltas dependiente del FSR ($\Delta\Omega$). Debido a este hecho, se producen diferentes repeticiones en el espectro eléctrico de la función de transferencia separadas una distancia determinada por el FSR. Desde el punto de vista MWP-LCI, el efecto de repetición del espectro (FSR) establece ciertas reglas sobre las características que debe tener la fuente pulsada empleada. De forma similar al criterio de Nyquist, las repeticiones en el espectro establecerán forzosamente un límite sobre el ancho de banda que puede tener la función de transferencia, es decir, sobre frecuencia eléctrica máxima en la que se puede generar una resonancia para que los diferentes espectros no se solapen entre sí. De esta forma podemos definir un rango máximo de operación (Ω_{max}), cuyo valor dependerá del FSR, y relacionarlo también con el OPD máximo que será posible adquirir. Para realizar estas definiciones, se hace uso de la expresión vista en la Ec. (2.16):

$$\Omega_{\max} = \frac{FSR}{2} \rightarrow OPD_{\max} = c_0 \varphi_2 \frac{FSR}{4} \quad (3.89)$$

Asimismo, conociendo la relación que existe entre el FSR y la separación entre líneas espectrales ($\Delta\omega$) vista en la Ec. (3.87), es posible estimar el OPD máximo en función de este parámetro de diseño de la fuente óptica pulsada:

$$OPD_{\max} = \frac{c_0}{4\Delta\omega} \quad (3.90)$$

De esta forma sabemos que el OPD máximo será mayor cuanto menor sea la separación de las líneas espectrales de la fuente pulsada. Si se lleva esta condición al extremo haciendo que dicha separación sea infinitamente pequeña, obtenemos el caso para una fuente óptica continua, cuyo OPD máximo se establecerá en el infinito.

Se plantean a continuación una simulación numérica para observar cómo afecta el uso de fuentes pulsadas a las funciones de transferencia en un esquema MWP-LCI. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.19. En primer lugar, se considera la estructura con modulador delante del interferómetro y detección balanceada, con una fuente óptica pulsada que presenta un ancho de banda de $\Delta\lambda_{3dB}=6.4$ nm cuyas líneas espectrales están separadas un valor $\Delta\omega=112.5$ GHz, y cuyo espectro se muestra en la Figura 3.19(a). Además, se emplea una modulación AM-DSB junto con un elemento dispersivo de dispersión cromática $\varphi_2=-222$ ps². Finalmente, se introduce en este caso una muestra con OPD de valor 2.1 mm.

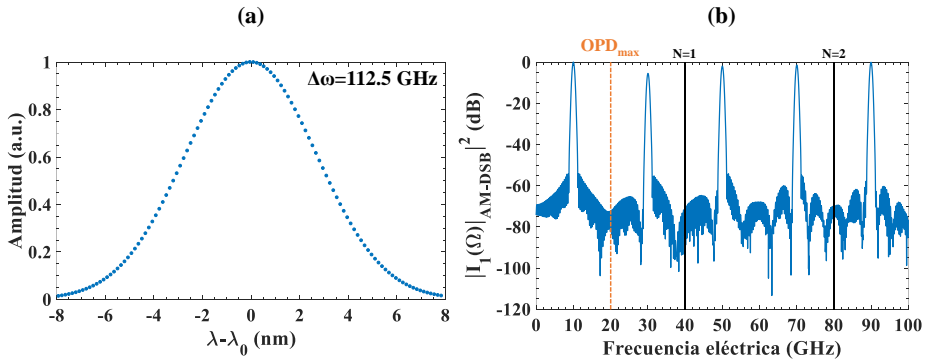


Figura 3.19. (a) Espectro de la fuente óptica pulsada con las líneas espectrales representadas como puntos y con una separación de $\Delta\omega=112.5$ GHz. (b) Función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada en el caso de considerar una fuente pulsada que genera un FSR de 40 GHz.

Si nos fijamos en la Figura 3.19(b), observamos que el OPD introducido por la muestra genera una resonancia de RF alrededor de los 10 GHz. A continuación, atendiendo a la Ec. (3.87), obtenemos que para $\Delta\omega=112.5$ GHz, el FSR en este caso

es de 40 GHz por lo que, según el criterio establecido en la Ec. (3.89), la frecuencia máxima y, por ende, el OPD máximo, se encuentra en 20 GHz. Por ello, en este escenario, únicamente se podrán medir con total fiabilidad las muestras cuya información esté contenida por debajo de los 20 GHz. A partir de este punto, la información espectral se encuentra replicada. Si ahora nos fijamos en el espectro a partir de los 40 GHz, encontraremos la primera repetición del espectro ($N=1$), donde el punto de 40 GHz se convertirá en el nuevo origen. Por este motivo nos encontramos una nueva resonancia de RF en 50 GHz, 10 GHz por encima del origen, de igual manera que la resonancia de RF original. Sin embargo, también observamos otra resonancia de RF situada a 30 GHz. Es importante recordar en este punto que, tanto en LCI como en MWP-LCI, el espectro obtenido cumple la condición de ser hermítico simétrico, por lo que se generan términos espejo al otro lado del origen de frecuencias. Es por este motivo que a una frecuencia de 10 GHz por debajo del origen se genera otra resonancia de RF, en este caso en una frecuencia de 30 GHz. Se vuelve a tener la misma situación en la segunda repetición del espectro ($N=2$), donde se generan resonancias de RF en 70 y 90 GHz, ya que el origen de frecuencias es 80 GHz en ese caso.

Una vez analizada la influencia que tiene el uso de las fuentes pulsadas sobre los sistemas MWP-LCI, es posible concluir que este tipo de fuentes representan una opción a considerar ya que evitan cierto tipo de limitaciones que presentan las fuentes más comunes, como la fuente ASE. Sin embargo, tal como se ha demostrado en la Figura 3.19, los parámetros de diseño de este tipo de fuentes son extremadamente relevantes para no limitar el rango de operación de un sistema MWP-LCI por las repeticiones espectrales.

3.6. Análisis de los efectos de la dispersión de tercer orden (TOD) en sistemas MWP-LCI

Como hemos comentado previamente durante el presente capítulo, el elemento dispersivo representa un factor clave en un sistema MWP-LCI ya que es el componente que establece la relación entre los dominios óptico y eléctrico. Por simplicidad en los desarrollos matemáticos realizados, siempre se ha considerado un elemento dispersivo representado por su característica de propagación (φ_1) y por su dispersión de segundo orden o dispersión cromática (φ_2). Sin embargo, en un caso experimental real nos encontramos con elementos dispersivos que además introducen una dispersión de tercer orden (*Third Order Dispersion*, TOD) o dispersión no lineal (φ_3). En este apartado se pretende analizar cuáles son los efectos que provoca la introducción de un elemento dispersivo con TOD en un sistema MWP-LCI. Como paso previo a un análisis más detallado, redefinimos la fase incluida en la función de transferencia del elemento dispersivo de la Ec. (3.5) en el caso de considerar la TOD:

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \varphi_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\varphi_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\varphi_3(\omega - \omega_0)^3 \quad (3.91)$$

En el capítulo 2 de esta tesis doctoral, se ha desarrollado la teoría asociada a LCI y se ha comentado ampliamente que una de las mejores características de esta técnica óptica es la resolución axial que ofrece. Asimismo, a través de la Ec. (2.7) se establece que la forma de mejorar la resolución consiste en el aumento del ancho de banda de la fuente óptica ($\Delta\lambda_{FWHM}$). En este contexto, disminuir el valor de la resolución se traduce en una mejora de la misma, ya que, cuanto menor sea su valor, más fácil resulta diferenciar dos eventos reflectivos muy próximos. Si nos referimos ahora a la técnica MWP-LCI, se ha demostrado en la Tabla 2.2 la misma dependencia de la resolución con el ancho de banda de la fuente óptica, por lo que, un aumento del ancho de banda en la fuente implica una mejora de la resolución. En otras palabras, podemos decir que el ancho de banda a 3 dB (BW_{3dB}) de las resonancias de RF producidas es menor cuanto mayor sea el ancho de la fuente, provocando que dos resonancias muy próximas puedan diferenciarse mejor. De este modo, el aumento progresivo del ancho de banda de la fuente óptica provoca una mejora progresiva de la resolución. Sin embargo y a diferencia de un sistema LCI, la técnica MWP-LCI conlleva el uso de elementos dispersivos que, en gran medida, ya hemos mencionado que poseen TOD. Tal como se muestra en publicaciones como [114, 115], la TOD en un sistema MWP produce un efecto de ensanchamiento sobre las resonancias de RF generadas en una función de transferencia conforme la frecuencia central de éstas crece. En este sentido, cualquier ensanchamiento que afecte a las resonancias de RF se traduce en una peor resolución desde el punto de vista de un sistema MWP-LCI.

En primer lugar, se realiza una simulación numérica para apreciar cómo cambia la resonancia de RF en un escenario con TOD y sin TOD. Para ello, se muestran las funciones de transferencia obtenidas cuando se emplea una fuente óptica gaussiana (Figura 3.20(a)) y uniforme (Figura 3.20(b)) con un ancho de banda de $\Delta\lambda_{3dB}=40$ nm en el caso de no tener TOD en el elemento dispersivo ($\varphi_3 = 0$). A continuación, se considera el mismo escenario pero introduciendo un elemento dispersivo con una TOD de valor $\varphi_3=1.23$ ps³ para la fuente gaussiana (Figura 3.20(c)) y para la uniforme (Figura 3.20(d)). En todos los casos, la dispersión cromática acumulada es de $\varphi_2=-222$ ps². El sistema empleado para esta demostración es la estructura MWP-LCI avanzada (I) con una modulación AM-DSB y detección simple donde la muestra introduce un OPD de 3.1 mm.

Observamos en la Figura 3.20(a) una resonancia de RF generada en torno a los 15 GHz y de $\Delta f_{3dB}=0.1$ GHz, lo que se traduce en una resolución aproximada de $\delta z = 21$ μ m si se emplea la Ec. (2.18), cuando se considera una fuente gaussiana y un elemento dispersivo sin TOD. Si comparamos ahora con el mismo escenario, pero con TOD de la Figura 3.20(c), observamos que la resonancia de RF se ha deteriorado notablemente. En particular, se observa un ensanchamiento de la resonancia, que pasa

a tener un ancho de banda de $\Delta f_{3dB} = 1.83$ GHz, equivalente a una resolución de $\delta z = 383$ μm , y una reducción de la amplitud de pico en torno a los 13 dB. Un caso similar observamos entre las Figura 3.20(b) y la Figura 3.20(d), donde se aprecia un notable cambio de ancho de banda de la resonancia con perfil uniforme de $\Delta f_{3dB} = 0.13$ GHz a $\Delta f_{3dB} = 2.26$ GHz, pasando de una resolución de $\delta z = 27$ μm a una de $\delta z = 473$ μm , además de una pérdida de amplitud de pico en torno a los 11.6 dB.

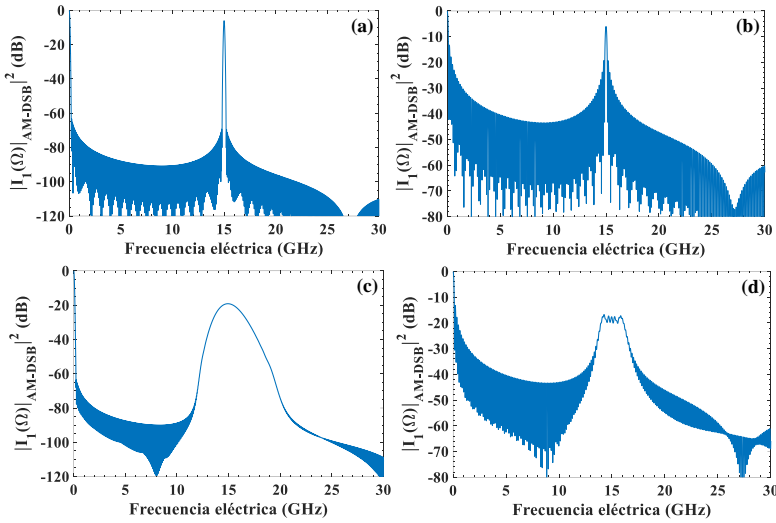


Figura 3.20. Funciones de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB y detección simple en el caso de considerar un elemento dispersivo sin TOD para una fuente (a) gaussiana y (b) uniforme. Mismos escenarios pero esta vez el elemento dispersivo introduce una TOD de $\varphi_3 = 1.23$ ps^3 para una fuente (c) gaussiana y (d) uniforme.

Tal como se muestra en el ejemplo anterior, al combinar una fuente óptica de gran ancho de banda y un elemento dispersivo real donde está presente la TOD, la función de transferencia del sistema sufre un importante deterioro que afecta tanto a la resolución (cambio en el ancho de banda de la resonancia de RF) como a la sensibilidad (pérdida de amplitud en la resonancia de RF). Es por ello que, con el objetivo de profundizar un poco más en la relación que existe entre el ancho de banda de la fuente y la resolución de la resonancia de RF obtenida, se acude a una nueva simulación numérica. En este caso, se considera una fuente óptica gaussiana que aumenta progresivamente su ancho de banda de 1 a 40 nm y se obtiene el ancho de banda a 3 dB de las sucesivas resonancias de RF generadas para un OPD fijo de 3.1 mm en el caso de emplear un elemento dispersivo sin TOD y con TOD ($\varphi_3 \neq 0$). Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.21.

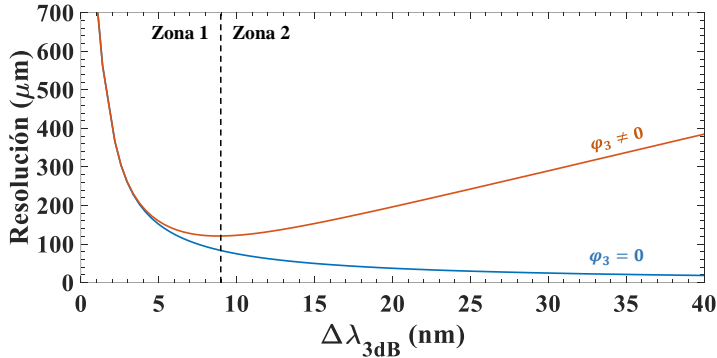


Figura 3.21. Resolución del sistema MWP-LCI en función del ancho de banda de la fuente óptica cuando el elemento dispersivo no introduce TOD ($\varphi_3 = 0$) (azul) y cuando sí introduce TOD ($\varphi_3 \neq 0$) (naranja).

Como se puede observar, para el caso de un elemento dispersivo sin TOD (línea azul) los anchos de banda a 3 dB obtenidos disminuyen su valor conforme aumenta el ancho de banda de la fuente óptica obteniéndose una mejor resolución. En concreto, en el punto donde la fuente tiene un ancho de 40 nm, se alcanza una resolución de aproximadamente 19 μm . Sin embargo, en el caso de que se considere un elemento dispersivo con TOD (línea naranja) se observan dos comportamientos diferentes: una zona donde se cumple que aumentar el ancho de banda de la fuente consigue reducir el ancho a 3 dB de la resonancia (zona 1) y otra zona donde se invierte esta tendencia, haciendo que anchos de fuente más grandes provoquen el ensanchamiento de las resonancias de RF (zona 2). En este último caso, el valor de resolución alcanzado cuando el ancho de la fuente óptica se sitúa en los 40 nm es de 385 μm . De esta forma, se demuestra que la presencia de la TOD introducida por el elemento dispersivo representa una limitación para la mejora de la resolución en los sistemas MWP-LCI.

Una vez se han comprobado los efectos limitantes que supone el uso de elementos dispersivos reales sobre la función de transferencia final en las estructuras MWP-LCI se propone, a continuación, un análisis matemático de este caso con el objetivo, además, de proponer soluciones que logren evitar las limitaciones producidas por la TOD. Consideramos para este análisis la estructura avanzada (I) y el caso de muestra característica del apartado 3.2.2. De nuevo consideramos una capa con reflectividad H_C y retardo temporal τ_C .

Como punto de partida, se analiza el contenido de las integrales de la Ec. (3.31) teniendo en cuenta la nueva expresión de la fase del elemento dispersivo vista en la Ec. (3.91). El proceso matemático es similar al realizado para el cálculo de las Ec. (3.38) y (3.39):

$$\begin{aligned} & \tilde{H}_F(\omega') \cdot \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \cdot \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) = \\ & \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{-j\frac{1}{6}\varphi_3\Omega^3} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega^2(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega' - \omega_0)^2} e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.92)$$

$$\begin{aligned} & \left[\left(\tilde{H}(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ & \left. \left(\tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) \right] \\ & \tilde{H}_F(\omega') \cdot \tilde{H}_F^*(\omega' - \Omega) \tilde{H}_I(\omega') \cdot \tilde{H}_I^*(\omega' - \Omega) = \\ & \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1 + 2\tau_0)} e^{-j\frac{1}{6}\varphi_3\Omega^3} e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega^2(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega' - \omega_0)^2} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.93)$$

$$\begin{aligned} & \left[\left(\tilde{H}(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \right. \\ & \left. \left(\tilde{H}(\omega') \tilde{R}_M^*(\omega' - \Omega) e^{2j\omega'\Delta\tau} e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) + \left(\tilde{R}_M(\omega') \tilde{H}^*(\omega' - \Omega) e^{-2j\omega'\Delta\tau} e^{j\Omega\Delta\tau} \right) \right] \end{aligned}$$

Si se opera con las dos exponenciales dependientes de $(\omega' - \omega_0)$, es posible realizar una consideración que simplifica la expresión final. Para ello, se hace uso de las exponenciales vistas en la Ec. (3.92), ya que para la Ec. (3.93) el cálculo es similar:

$$e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega^2(\omega' - \omega_0)} = e^{j\tau_{ref}\left(1 + \frac{\Omega\varphi_3}{\varphi_2}\right)(\omega' - \omega_0)} \approx e^{j\tau_{ref}(\omega' - \omega_0)} \quad (3.94)$$

De este modo es posible apreciar que el término $\Omega \cdot \varphi_3 / \varphi_2$ es del orden de $1e-3$, por lo que es posible despreciarlo si se compara con la unidad. De este modo, se obtiene la misma exponencial dependiente de $(\omega' - \omega_0)$ que se ha visto en todas las expresiones de este capítulo.

Finalmente, se aplica un desarrollo matemático similar al realizado en el apartado 3.2.2, hasta obtener una expresión similar a la Ec. (3.42) pero empleando las Ec. (3.92) y (3.93). En este caso, obtenemos:

$$\begin{aligned}
 I_1(\Omega) &= \left[\frac{1}{4} e^{-\alpha L} e^{-j\Omega(\varphi_1+2\tau_0)} e^{-j\frac{1}{6}\varphi_3\Omega^3} \right]. \\
 &\left[\left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega^2} \right) \underbrace{\left(|H_C|^2 e^{-2j\Omega(\tau_C-\Delta\tau/2)} + |R_M|^2 e^{-j\Omega\Delta\tau} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega'-\omega_0)^2} e^{j\tau_{rd}(\omega'-\omega_0)} d\omega'}_{BB} + \right. \\
 &e^{-j\Omega\tau_C} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega-\Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega-\Omega_c)} \right) \underbrace{H_C R_M^* \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{j\omega'\varphi_2\Omega_c} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega'-\omega_0)^2} e^{j\tau_{rd}(\omega'-\omega_0)} d\omega'}_{LCI(+\Omega)} + \\
 &\left. e^{-j\Omega\tau_C} \left(a_0 a_{-1}^* e^{j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega+\Omega_c)} + a_1 a_0^* e^{-j\frac{1}{2}\varphi_2\Omega(\Omega+\Omega_c)} \right) \underbrace{H_C^* R_M \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega') e^{-j\omega'\varphi_2\Omega_c} e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega'-\omega_0)^2} e^{j\tau_{rd}(\omega'-\omega_0)} d\omega'}_{LCI(-\Omega)} \right] \quad (3.95)
 \end{aligned}$$

Como se observa en la Ec. (3.95), cada una de las contribuciones (BB y LCI) contiene un nuevo término de fase dependiente de $(\omega' - \omega_0)^2$, que provoca el ensanchamiento y atenuación de la respuesta de la muestra en la función de transferencia, resultando en una pérdida de resolución y sensibilidad del sistema MWP-LCI.

Con el objetivo de compensar dicho término, se propone introducir una nueva funcionalidad al espejo situado en el brazo superior del interferómetro. Esta modificación se basa en añadir al espejo una fase que logre cancelar el término dependiente de $(\omega' - \omega_0)^2$ de la Ec. (3.95). De este modo, el espejo se convierte en un elemento que puede modificar su fase y adaptarse para evitar que la TOD presente en la estructura MWP-LCI provoque una pérdida del valor de los parámetros clave. En este sentido, desarrollando dicho término, se obtiene:

$$e^{-j\frac{1}{2}\varphi_3\Omega(\omega'-\omega_0)^2} = e^{j\frac{1}{2}\frac{2\tau\varphi_3}{\varphi_2}(\omega'-\omega_0)^2} \quad (3.96)$$

Así, es posible hallar el valor de fase a introducir que, en este caso, tendrá unidades de dispersión cromática (ps²):

$$\varphi_2^M = \frac{2\tau\varphi_3}{\varphi_2} = \frac{2\varphi_3 OPD}{\varphi_2 c_0} \quad (3.97)$$

Por lo tanto, podremos expresar la nueva función de transferencia del espejo como un término de fase que introduce una dispersión cromática dada por φ_2^M :

$$\tilde{R}_M(\omega) = \exp\left(j\frac{1}{2}\varphi_2^M(\omega - \omega_0)^2\right) \quad (3.98)$$

A continuación, se muestra este concepto a través de una simulación numérica, mostrada en la Figura 3.22. Para ello, se emplea la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con una detección balanceada y modulación AM-DSB. Asimismo, ese considera una fuente óptica gaussiana de $\Delta\lambda_{3dB}=40$ nm. Asimismo, se dispone de un elemento dispersivo que introduce unas dispersiones acumuladas de valor $\varphi_2=-222$ ps² y $\varphi_3=1.23$ ps³. Por último, la muestra introduce un OPD de 3.1 mm. En un primer caso, el espejo cumple la función típica que se ha visto durante todo el desarrollo de esta tesis doctoral y se muestra el resultado en la Figura 3.22(a). Seguidamente, en la Figura 3.22(b), se introduce la nueva funcionalidad del espejo como filtro de fase con una compensación de valor $\varphi_2^M=-0.116$ ps², tal como muestra la Ec. (3.97).

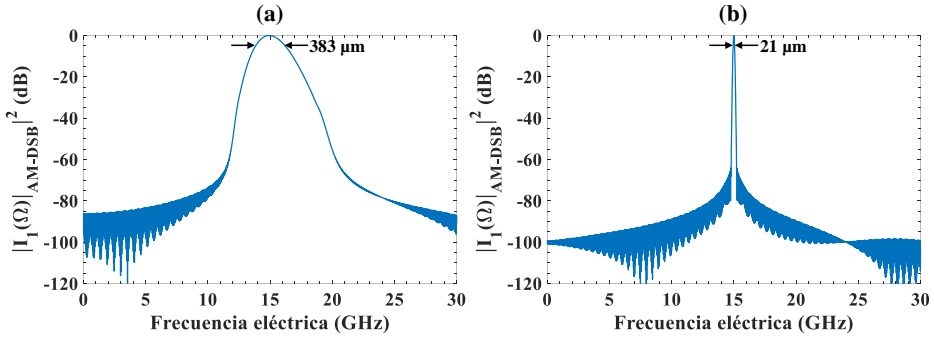


Figura 3.22. Funciones de transferencia correspondientes a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y modulación AM-DSB cuando se considera un elemento dispersivo con TOD y (a) un espejo en funcionalidad típica y (b) un espejo con funcionalidad de filtro de fase.

Si nos fijamos en la Figura 3.22(a), es posible observar un caso similar al mostrado en la Figura 3.20(c), donde el elemento dispersivo introduce TOD y deteriora la resonancia de RF generada en torno a 15 GHz y cuya resolución es 383 μm . Sin embargo, si observamos la Figura 3.22(b), donde se introduce la nueva funcionalidad del espejo como filtro de fase, se aprecia una resonancia de RF libre de efectos limitantes provocados por la TOD, cuya resolución mejora ostensiblemente, recuperando el valor de 21 μm .

Asimismo, se muestra en la Figura 3.23 el mismo escenario simulado, para comparar la función de transferencia obtenida cuando se emplea la técnica de compensación (línea azul) y en un caso donde el elemento dispersivo no introduzca TOD para comprobar cómo de efectiva es la compensación realizada con esta técnica.

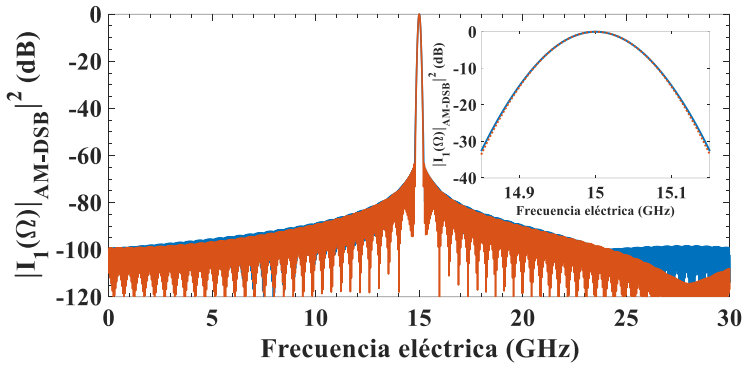


Figura 3.23. Funciones de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y modulación AM-DSB, considerando un elemento dispersivo con TOD cuando se aplica la técnica de compensación (línea azul). Se incluye también la función de transferencia generada cuando el elemento dispersivo no posee TOD (línea naranja). El inset muestra una ampliación de la resonancia de RF entre las frecuencias 14.8-15.2 GHz.

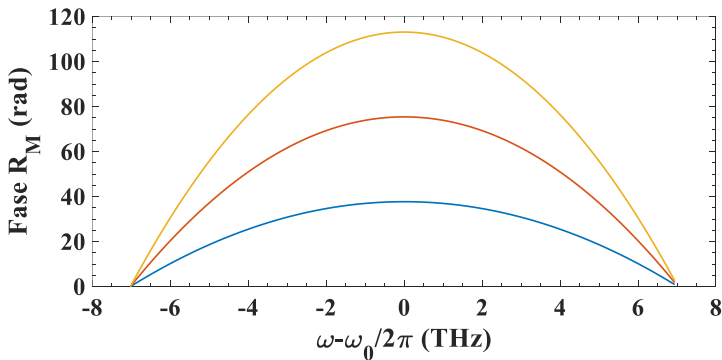


Figura 3.24. Fase introducida por el espejo cuando se emplea la compensación sobre la TOD del sistema MWP-LCI para unos OPDs de 1 mm (azul), 2.1 mm (naranja) y 3.1 mm (amarilla).

Tal como se observa en la Figura 3.23, prácticamente no se aprecian diferencias entre los casos de aplicar la técnica de compensación (línea azul) y disponer de un elemento dispersivo sin TOD (línea naranja). Además, podemos ver en el inset realizado que no es hasta superados los 15 dB que se observan mínimas diferencias entre ambos casos, demostrando que la técnica empleada gracias al espejo es completamente equivalente al caso de disponer de un elemento dispersivo sin TOD, ya que los efectos limitantes de ensanchamiento y atenuación se consiguen compensar por completo en el sistema MWP-LCI.

Por último, una vez se ha demostrado la efectividad de la técnica de compensación, se representa en la Figura 3.24 cómo varía la respuesta del espejo en función de la muestra, acudiendo a una simulación numérica. Para ello, se obtiene la fase generada del espejo cuando la muestra introduce tres OPDs diferentes: 1 mm (línea azul), 2.1 mm (línea naranja) y 3.1 mm (línea amarilla). En este caso el elemento dispersivo empleado es el mismo que en la Figura 3.22, con unos parámetros característicos de $\varphi_2=-222 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3=1.23 \text{ ps}^3$.

Como nota final, es importante remarcar que, como se puede apreciar si se considera un ejemplo práctico en la Ec. (3.97), las dispersiones que se necesita introducir para compensar la TOD en un sistema MWP-LCI son muy pequeñas en comparación con las características de dispersión de los elementos dispersivos empleados. Además, la compensación a realizar es dependiente del retardo introducido por la muestra (τ), por lo que es necesario emplear un sistema que sea capaz de generar dispersiones del orden de -5 a 5 ps^2 y programable, ya que es necesario variar dicha compensación dependiendo de la muestra interrogada.

Capítulo 4

Demostración experimental de los sistemas MWP-LCI

En este capítulo se realiza la demostración experimental de las estructuras MWP-LCI propuestas en el capítulo 3. Para ello, se ha obtenido de forma experimental la función de transferencia de cada estructura y se han extraído sus parámetros clave en función de la sensibilidad, resolución y profundidad de penetración. A continuación, se realiza la demostración experimental de la interacción de las distintas estructuras MWP-LCI propuestas y las muestras multicapa, analizando las principales características de dicha interacción. Asimismo, se propone un sistema centrado en demostrar la potencialidad que ofrece la técnica MWP-LCI junto a sistemas con múltiples muestras: un sistema multiplexado de sensores, cuya característica principal es su aplicabilidad a la medida de magnitudes físicas. Seguidamente, se muestra la adaptación de una técnica típica del entorno MWP como es la multiplexación SCM como medida para mejorar el tiempo de barrido total en sistemas MWP-LCI. Posteriormente, se demuestra la posibilidad de aplicar fuentes ópticas pulsadas en un sistema MWP-LCI, analizando en ese caso sus principales características. Por último, se realiza la comprobación de la técnica de compensación de la TOD que es el principal efecto degradante en una función de transferencia cuando se aumenta el ancho de banda de la fuente en busca de una mejora de la resolución.

4.1. Estructura MWP-LCI típica

Una vez se ha realizado el desarrollo teórico para cada una de las estructuras MWP-LCI propuestas en esta tesis doctoral, se procede a mostrar la validación experimental de dichas propuestas. Además, se validan los conceptos vistos en el capítulo 3 sobre los elementos comunes a estos sistemas, como la fuente óptica, el tipo de muestra y el elemento dispersivo.

En primer lugar, se va a analizar la estructura MWP-LCI típica, analizada como analogía a la técnica LCI tradicional en el capítulo 3 (ver Figura 3.1) y cuya implementación experimental se muestra en la Figura 4.1. Además, se muestra en la Figura 4.2 una fotografía del set-up en los laboratorios del PRL [116, 117].

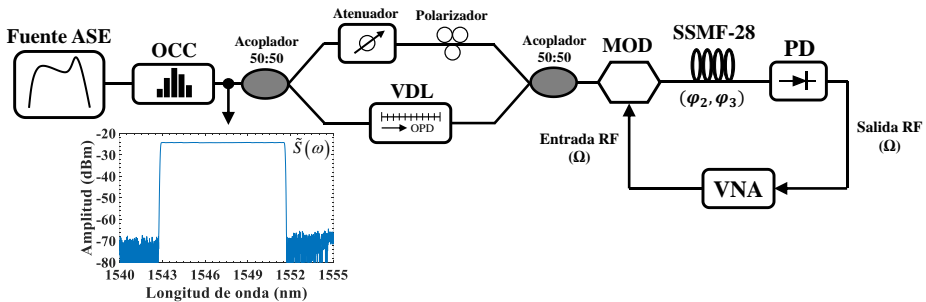


Figura 4.1. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica. El inset muestra la densidad espectral de la fuente óptica con perfil uniforme de 8.8 nm.

Primero, para generar la señal óptica, se emplea una fuente ASE (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE), que se caracteriza por ofrecer un espectro de banda ancha en el rango de 1525-1610 nm. A continuación, se considera un controlador de canales ópticos (*Optical Channel Controller*, OCC), un elemento que permite variar la forma del perfil en la etapa de generación de la señal óptica. En concreto, este dispositivo (Peleton QTM100C) divide su espectro de 38.5 nm en 48 canales ópticos con un ancho de 0.8 nm, con posibilidad de atenuar cada uno de ellos hasta un máximo de 20 dB con una resolución de 0.1 dB. La combinación de fuente ASE y OCC forman la parte de generación y manipulación de la señal óptica en todas las estructuras MWP-LCI desarrolladas en este capítulo. Tras esta etapa, se sitúa la estructura interferométrica que, como ya se ha comentado previamente, está basada en un interferómetro Mach-Zehnder. En el brazo superior, se emplean un atenuador óptico y un controlador de polarización para adecuar la señal que atraviesa el interferómetro y producir un patrón de interferencia óptimo. En el brazo inferior, se coloca una línea de retardo variable (*Variable Delay Line*, VDL) para simular el comportamiento de una muestra real. Este dispositivo mecánico se puede manipular externamente para generar un retardo temporal mayor o menor, introduciendo de esta manera una diferencia de retardos (OPD) entre el brazo superior e inferior. Es

importante mencionar en este punto que la diferencia generada entre ambos brazos, que influye en la posición de las diferentes resonancias de RF, se atribuye únicamente al valor de retardo introducido por el VDL, ya que en el sistema experimental las distancias ópticas presentes en ambos brazos del interferómetro se han compensado. Tanto a la entrada como a la salida de la estructura interferométrica se colocan acopladores 50:50 para separar y recombinar la señal óptica. A continuación, se encuentra la etapa de modulación, compuesta de un modulador electroóptico (MOD). Dependiendo del formato de modulación, dicha etapa puede estar formada por un modulador de amplitud (AM-DSB), un modulador de fase (PM) o de un dispositivo híbrido de 90° y un modulador de amplitud dual-drive (AM-SSB). En los casos de emplear una modulación de amplitud, el control del punto de polarización (BIAS) se realiza mediante una fuente de alimentación capaz de proporcionar un voltaje en el rango de 0-30 V. Tras la etapa de modulación, la señal óptica recorre un elemento dispersivo que, en nuestro caso, consiste en un carrete de fibra óptica SSMF-28 caracterizado por su dispersión cromática acumulada (φ_2) y por su dispersión de tercer orden acumulada (φ_3). Por último, encontramos un fotodetector con un ancho de banda de detección de 40 GHz donde se realiza la conversión óptico-eléctrico. La señal extraída del fotodetector se captura mediante un analizador vectorial de redes (*Vectorial Network Analyzer*, VNA). Además, el VNA (Agilent N4373C) también es el equipo encargado de proporcionar la señal de RF en la etapa de modulación. De esta forma, la caracterización del sistema, a través de la función de transferencia, se realiza obteniendo el parámetro S_{21} . Por último, es importante remarcar que, en los resultados experimentales mostrados en este capítulo, sino se indica explícitamente, las medidas obtenidas mediante el uso del VNA están normalizadas a la respuesta dependiente de la frecuencia del modulador considerado en cada momento.

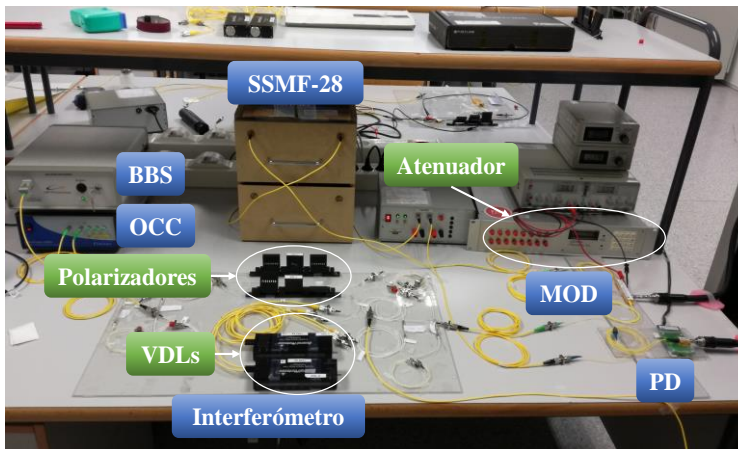


Figura 4.2. Set-up MWP-LCI experimental en los laboratorios del PRL.

4.1.1. Modulación AM-DSB

Siguiendo el orden establecido en el capítulo 3, nos centramos en primer lugar en el formato de modulación presentado en la estructura MWP-LCI típica: el caso AM-DSB.

Como paso previo al análisis de los resultados experimentales, es importante recordar la definición que se ha decidido emplear para relacionar el dominio temporal/espacial y el dominio de las frecuencias eléctricas. Como se ha comentado en diferentes puntos durante esta tesis doctoral, todos los retardos introducidos por la muestra son positivos, por lo que, para generar resonancias de RF en valores de frecuencia también positivos, es necesario tener en cuenta el signo de la dispersión cromática visto en la Ec. (2.15). Asimismo, también se ha comentado que los valores de retardos temporales (τ) de la muestra equivalen únicamente a un viaje de ida, por lo que es necesario además tener en cuenta un factor 2 que contemple el viaje de ida y vuelta a través del interferómetro. De este modo, se considerará en este capítulo la siguiente relación entre los retardos temporales y la posición de las resonancias de RF correspondientes:

$$\tau_{ref} = \frac{1}{2} |\varphi_2| \Omega \quad (4.1)$$

De forma similar, resulta sencillo extender dicha definición al dominio espacial, donde en lugar de retardos ópticos se obtienen OPDs:

$$\Omega = \frac{2OPD}{c_0 |\varphi_2|} \quad (4.2)$$

Con el objetivo de caracterizar la estructura de la Figura 4.1, se emplea la combinación de fuente ASE y OCC para generar un perfil uniforme de 8.8 nm de ancho de banda (ver inset de la Figura 4.1). En el brazo inferior del interferómetro, se manipula correspondientemente el VDL para obtener un valor de OPD de 2.3 mm (Figura 4.3(a)) y de 6 mm (Figura 4.3(b)). En la etapa de modulación, se emplea un modulador AM polarizado en su punto de cuadratura, generando de esta manera dos bandas laterales separadas una distancia Ω , dada por el VNA. Como elemento dispersivo se emplea un carrete de fibra SSMF-28 caracterizado por una dispersión cromática $\varphi_2 = -449 \text{ ps}^2$ y una dispersión de tercer orden $\varphi_3 = 2.51 \text{ ps}^3$. Como se ha comentado en otras ocasiones, la caracterización de la estructura se realiza a través de la obtención de su función de transferencia. Asimismo, para obtener de manera experimental la respuesta del CSE, se ha capturado mediante el VNA la función de transferencia resultante del sistema compuesto por un láser centrado en 1548 nm, el modulador AM-DSB, el carrete de fibra SSMF-28 y un fotodetector [116, 117].

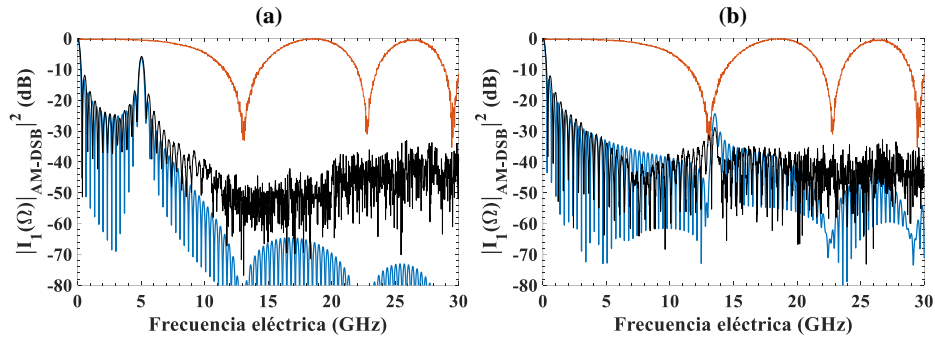


Figura 4.3. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-DSB cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).

Si nos centramos en la Figura 4.3(a), teniendo en cuenta las condiciones experimentales descritas previamente y las definiciones de las Ec. (4.1) y (4.2), se genera una resonancia de RF alrededor de la frecuencia de 5 GHz, como consecuencia del OPD introducido por el VDL. Como dicha resonancia está situada en una posición lejana al primer nulo del CSE ($f_{CSE} = 13.3$ GHz, según la Ec. (3.19)), no se observa atenuación o desaparición de dicha resonancia, situándose en un valor de amplitud 6 dB por debajo del término de DC. Si a continuación observamos la Figura 4.3(b), podemos apreciar como la resonancia de RF que debería estar presente en la función de transferencia alrededor de 13.5 GHz ha sido suprimida al coincidir su posición con el primer nulo del CSE. Como se puede apreciar en la Figura 4.3, se logra una alta concordancia en la definición de la función de transferencia mediante las simulaciones numéricas realizadas.

De esta manera, tal como era de esperar a partir de la Ec. (3.18) y se aprecia en la Figura 4.3 experimentalmente, se comprueba que las dos limitaciones inherentes a esta estructura con modulación AM-DSB son la generación de un término de DC y el CSE, factores que delimitan la profundidad de penetración (o rango de operación) de la estructura para valores de OPD bajos y altos.

4.1.2. Modulación AM-SSB

Como solución a la limitación impuesta sobre la profundidad de penetración dada por el CSE, se propuso en el capítulo 3 el uso del formato de modulación AM-SSB. Ya se ha descrito anteriormente que este formato de modulación es ampliamente empleado en el campo MWP como solución al CSE, ya que la eliminación de una de las bandas laterales provoca que dicho efecto no se produzca. En el caso de considerar este formato de modulación, el montaje experimental requiere que la etapa de modulación posea un dispositivo híbrido RF de 90° con gran ancho de banda, cuya

misión consiste en separar en dos salidas la señal de RF de entrada a este dispositivo, añadiendo además un desfase de 90° a una de ellas [110, 111, 112]. De esta manera, son estas dos señales eléctricas las que posteriormente se introducen al modulador dual-drive para generar la modulación AM-SSB. La estructura experimental considerada en este caso se muestra en la Figura 4.4 [116, 117].

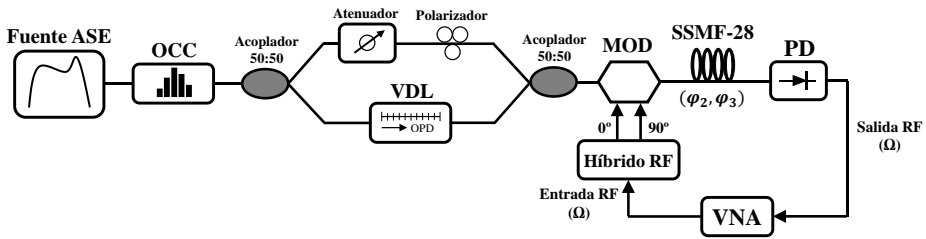


Figura 4.4. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB generada a través de un híbrido de RF.

Tras realizar esta reconfiguración sobre la estructura MWP-LCI de la Figura 4.1, se muestran, a continuación, los resultados experimentales y teóricos obtenidos. En este caso se considera de nuevo una señal óptica de perfil uniforme con un ancho de banda de 8.8 nm junto con una fibra SSMF-28 como elemento dispersivo de 20 km, cuyas características dispersivas son idénticas al elemento considerado en la Figura 4.3. De este modo, se muestra en la Figura 4.5(a) la función de transferencia obtenida cuando en el interferómetro se introduce un OPD de 2.3 mm mientras que en la Figura 4.5(b) se ha considerado un OPD de 6 mm [116, 117].

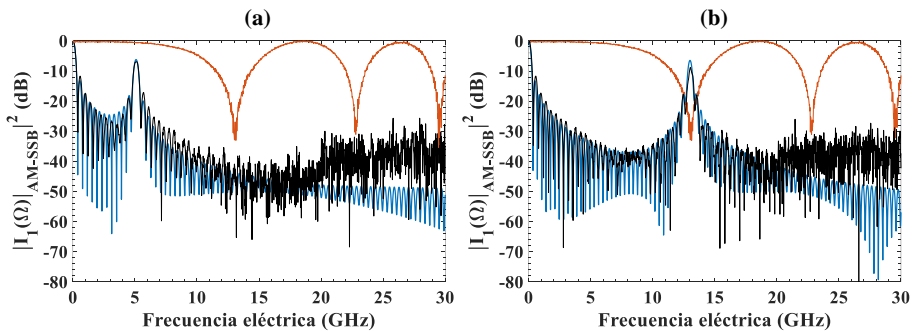


Figura 4.5. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación AM-SSB cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.2 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).

En primer lugar, en la Figura 4.5(a), observamos que el OPD introducido como muestra genera una resonancia en torno a los 5 GHz, punto suficientemente alejado del CSE como para que dicha resonancia no se vea atenuada o desaparezca debido a

los nulos de dicho efecto. En este caso concreto, la modulación AM-SSB produce los mismos resultados que la modulación AM-DSB vista en la Figura 4.3(a). Sin embargo, en la Figura 4.5(b) observamos como el OPD de 6 mm introducido en el interferómetro genera una resonancia de RF cuya frecuencia central coincide con el primer nulo del CSE, situado en 13.3 GHz. En esta ocasión, gracias al uso de la modulación AM-SSB, sí que podemos observar que la información de la muestra no se ve afectada por dicho nulo, corroborando de esta manera que el sistema MWP-LCI en este caso está libre de CSE, permitiendo que la profundidad de penetración de la estructura no esté limitada en comparación con el caso AM-DSB, tal como era de esperar a partir del análisis realizado en el capítulo 3.

A pesar de haber superado la limitación impuesta por el CSE, esta estructura MWP-LCI sigue generando un término de DC, lo que impide la correcta medida de resonancias de RF que se generen como consecuencia de muestras con OPDs bajos.

4.1.3. Comparación de los parámetros clave de la estructura MWP-LCI típica con modulaciones AM-DSB y AM-SSB

Una vez presentadas las funciones de transferencia experimentales en relación a los casos AM-DSB y AM-SSB, se propone a continuación un análisis de los parámetros clave MWP-LCI: sensibilidad, resolución y profundidad de penetración, cuyo resultado se muestra en la Figura 4.6.

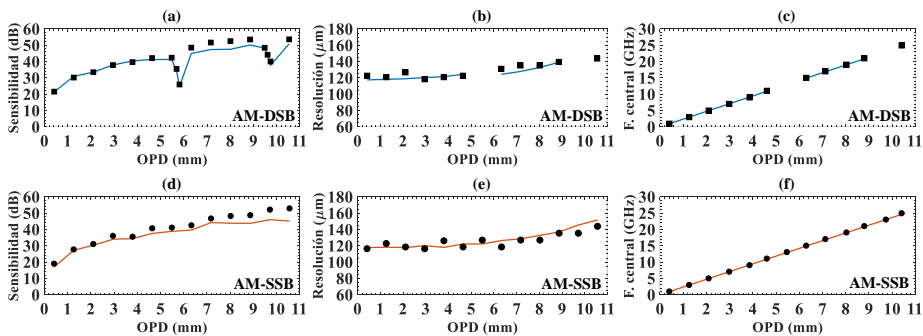


Figura 4.6. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI típica cuando se emplea una modulación AM-DSB ((a), (b) y (c)) y una modulación AM-SSB ((d), (e) y (f)). Las figuras (a) y (d) representan la sensibilidad, las figuras (b) y (e) la resolución, mientras que las figuras (c) y (f) se asocian con la profundidad de penetración. Las líneas continuas vienen dadas por la simulación numérica de cada uno de los parámetros, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales.

Los procedimientos empleados para obtener cada uno de estos parámetros se describieron en el apartado final del capítulo 2. Además, los montajes experimentales empleados para obtener los resultados experimentales que se muestran en la Figura

4.6 son los mostrados en la Figura 4.3 y la Figura 4.5, para los casos de AM-DSB y AM-SSB, respectivamente. De este modo, en la se muestran los resultados experimentales y de simulación numérica en relación a los tres parámetros. Es necesario comentar también que en las simulaciones teóricas realizadas se ha tenido en cuenta la dispersión de tercer orden del elemento dispersivo (φ_3).

En primer lugar, nos centramos en la Figura 4.6(a) y Figura 4.6(d) para comparar la sensibilidad de ambos escenarios. Como se ha demostrado en la Figura 4.3, cuando se emplea una modulación AM-DSB el CSE supone la mayor limitación ya que para ciertos OPDs concretos la resonancia de RF correspondiente desaparece. Este hecho se refleja perfectamente en la Figura 4.6(a) ya que observamos cómo en los OPDs de valor 5.62 mm (13.3 GHz) y 9.75 mm (23.1 GHz) la sensibilidad sufre una caída, causada por los dos primeros nulos del CSE. Por el contrario, en el caso de la Figura 4.6(d) donde se emplea la modulación AM-SSB, observamos cómo no existe ningún desvanecimiento de la sensibilidad manteniendo así un nivel de sensibilidad considerable dentro del rango 0-25 GHz, al evitarse el CSE. En cuanto a los valores de sensibilidad obtenidos, podemos observar cómo la tendencia de la sensibilidad en ambos escenarios es de aumentar gradualmente conforme crece el valor del OPD medido. Esta tendencia se debe al origen de la señal que genera el ruido que, en un sistema MWP-LCI, viene dada por el término de DC. Como se comentó en el apartado final del capítulo 2, la sensibilidad se obtiene a partir de eliminar la muestra de la estructura, es decir, $\tilde{H}(\omega) = 0$. Si acudimos a la Ec. (3.15) y eliminamos el término relacionado con la muestra como se ha comentado, observaremos que el término resultante es proporcional a la fuente óptica, ya que el espejo en los sistemas experimentales se particulariza como $\tilde{R}_M(\omega) = 1$. De este modo, es posible ver que la señal de ruido producida dentro del rango de medida viene determinada por la transformada de Fourier de la fuente óptica, obteniéndose en el caso concreto de una fuente uniforme, una señal tipo $\text{sinc}(\Omega)$. Así, los lóbulos secundarios de esta señal originan el ruido en el sistema MWP-LCI, atenuándose su nivel conforme el valor de OPDs crece, provocando que la sensibilidad aumente gradualmente. En este sentido, observamos tanto en la Figura 4.6(a) como en la Figura 4.6(d) que la sensibilidad máxima se sitúa en torno a los 50 dB para los OPDs de mayor valor. Es importante remarcar que la medida de OPDs muy bajos (cerca del origen) sigue limitada en esta estructura MWP-LCI por el término de DC, inherente en esta estructura y que, por ejemplo, afecta a la sensibilidad obtenida para bajos valores del OPD.

A continuación, se analiza la resolución de las estructuras AM-DSB y AM-SSB en las Figura 4.6(b) y Figura 4.6(e), respectivamente. Para ello, es importante destacar en primer lugar que el perfil óptico empleado en la etapa de fuente ASE y OCC es el mismo para ambos casos, un perfil uniforme de 8.8 nm de ancho de banda (ver inset de la Figura 4.1). Si hacemos uso de la expresión para la resolución en MWP-LCI y un perfil uniforme, vista en la Tabla 2.2, se obtiene un valor de resolución de 121 μm . Para obtener los datos experimentales, se ha medido el ancho

de banda a 3 dB de las diferentes resonancias de RF generadas en el rango de medida 0-25 GHz y se ha aplicado la Ec. (2.18). En la Figura 4.6(b), caso AM-DSB, observamos que existe una buena correspondencia entre los resultados experimentales y teóricos, donde se observa que alrededor de los OPDs 5.62 y 9.75 mm hay una falta de datos debido a que la resonancia de RF generada en esas posiciones desaparece por completo, al verse afectada por los nulos del CSE. Para OPDs altos, observamos que la resolución aumenta ligeramente respecto al valor de 121 μm ofrecido por la Ec. (2.18). El origen de esta pérdida de resolución es la dispersión de tercer orden del elemento dispersivo (φ_3), que provoca un ensanchamiento de las resonancias de RF generadas. A pesar de que la variación en el valor de resolución es ligera, en esta tesis doctoral se propone un método de compensación de los efectos limitantes provocados por el elemento dispersivo, propuesto en el capítulo 3 y demostrado en uno de los apartados de este capítulo. Por otra parte, la Figura 4.6(e) representa la resolución obtenida cuando se emplea la modulación AM-SSB. Como es posible apreciar, los resultados tanto experimentales como teóricos son muy similares al caso AM-DSB, ya que el perfil óptico empleado es el mismo. La mayor diferencia la encontramos en los OPDs de valor 5.62 y 9.75 mm donde, en este caso, sí se evita el CSE. De este modo, es posible obtener y caracterizar las resonancias de RF generadas en torno a esos OPDs, obteniéndose la resolución esperada. Por último, es necesario comentar que se ha observado una gran concordancia entre los datos experimentales y teóricos para el rango de OPDs medido tanto en la Figura 4.6(b) como en la Figura 4.6(e).

En último lugar, se representa en las Figura 4.6(c) y Figura 4.6(f) la relación que existe entre el OPD introducido por el VDL en el interferómetro y la frecuencia central de la correspondiente resonancia de RF generada. Estas medidas se han realizado para el rango 0-25 GHz mediante el aumento gradual del OPD introducido en el interferómetro y la consiguiente captura de la resonancia de RF generada para cada uno de esos valores de OPD. En ambas figuras observamos resultados muy similares, ya que el principal parámetro que controla la relación entre el OPD y la frecuencia central de la resonancia es la dispersión cromática del elemento dispersivo (φ_2), como demuestra la Ec. (4.2). De este modo, en ambas figuras obtenemos una relación lineal entre ambos parámetros con una pendiente de 0.404 mm/GHz. Observamos de nuevo en la Figura 4.6(c) que existe una falta de medidas experimentales alrededor de los OPDs de 5.62 y 9.75 mm, debido a la imposibilidad de obtener resonancias en esos puntos por el CSE. En cambio, dicho efecto no se aprecia en la Figura 4.6(f) con el uso de la modulación AM-SSB. De este modo, el OPD máximo que es posible medir, dado el rango de 0-25 GHz, se sitúa en torno a 1 cm de profundidad de penetración máxima para las condiciones de medida consideradas.

4.1.4. Modulación PM

Por otro lado, se ha propuesto también en el capítulo 3 el uso de la modulación PM como alternativa a los formatos basados en una modulación de amplitud. La estructura MWP-LCI experimental considerada en este caso, mostrada en la Figura 4.7, es similar a la vista en la Fig. 4.1. Sin embargo, en este caso ha sido necesario el uso de un filtro de polarización previo al modulador PM. Este tipo de moduladores son sensibles a la polarización de la señal óptica, siendo de esta manera necesario contar con un filtro de polarización previo que logre discriminar una de las dos polarizaciones [118].

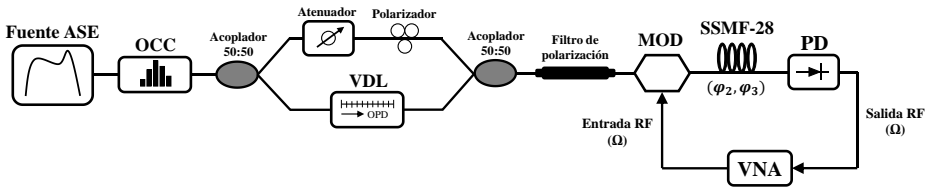


Figura 4.7. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI típica con modulación PM empleando un filtro de polarización previo al modulador.

Tal como se ha visto en el apartado 3.1.1, la función de transferencia dada por la Ec. (3.21) presenta un término de DC y la contribución LCI está afectada por el CSE, de la misma forma que ocurre en el caso AM-DSB. En la Figura 4.8 se muestran los resultados experimentales y teóricos obtenidos tras la medida de la función de transferencia de este sistema.

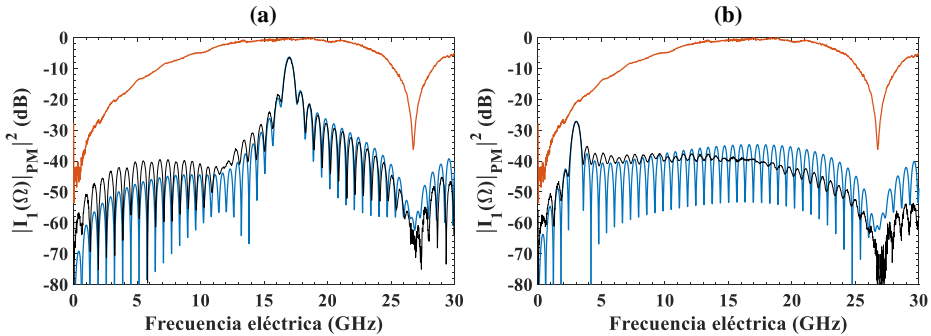


Figura 4.8. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI típica con modulación PM cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 3.6 mm y (b) 0.63 mm. Se añade la medida del CSE en el caso PM (línea naranja).

Para la medida mostrada en la Figura 4.8, se emplea la combinación de fuente ASE y OCC para generar un perfil uniforme de 8.8 nm de ancho de banda (ver inset de la Figura 4.1). Como muestra, se consideran dos casos diferentes: en la medida

realizada en la Figura 4.8(a) se introduce un OPD de 3.6 mm, mientras que en la Figura 4.8(b), el OPD tiene un valor de 0.63 mm. En este caso, como elemento dispersivo se ha considerado un carrete de fibra SSMF-28 de 10 km cuyos parámetros dispersivos son $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 1.23 \text{ ps}^3$. El motivo principal para el cambio de longitud en el elemento dispersivo respecto a los casos AM-DSB y AM-SSB se basa en disponer de un mayor rango de generación de resonancias de RF, ya que el segundo nulo del CSE se sitúa a una mayor frecuencia cuanto menor es la dispersión cromática.

La Figura 4.8(a) muestra la función de transferencia del sistema MWP-LCI en el caso de introducir un OPD de 3.6 mm, donde se observa la generación de una resonancia de RF alrededor de los 17 GHz. En este caso el rango de operación de la estructura es limitado por los nulos que posee el CSE en el caso de PM. Cuando el OPD introducido por la muestra es muy bajo, caso representado en la Figura 4.8(b), se observa una atenuación severa de la amplitud de la resonancia de RF, situada en este caso en torno a 3 GHz. Como se esperaba a partir del análisis del apartado 3.1.1, en ninguna de las dos medidas de la Figura 4.8 se aprecia el término de DC, cuya desaparición es producida por el CSE que afecta a esta estructura. Es importante puntualizar que, en el caso de no considerar el filtro de polarización a la entrada del modulador PM (ver Figura 4.7), la modulación realizada no es eficiente, además de que los nulos del CSE se ven desplazados de sus puntos teóricos, tal como se observa en [118].

De igual manera que en el caso AM-DSB y AM-SSB, se muestran a continuación los resultados obtenidos sobre los parámetros clave MWP-LCI cuando se usa un formato de modulación PM. Las condiciones experimentales empleadas son las mismas que las consideradas en la obtención de la Figura 4.8.

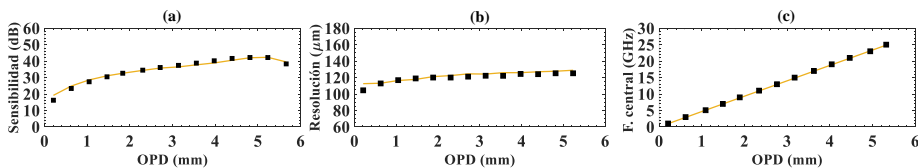


Figura 4.9. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI típica con modulación PM. Se representa en (a) la sensibilidad, en (b) la resolución y en (c) la profundidad de penetración. Las líneas continuas representan los resultados teóricos mientras que los puntos se asocian con los resultados experimentales.

En la Figura 4.9(a), observamos como la sensibilidad tiene un comportamiento acorde al CSE en el caso de PM, como era de esperar. En este caso los nulos se sitúan en los OPDs de valor 0 mm (0 GHz) y 5.6 mm (26.8 GHz). Al igual que ocurre en el caso AM-DSB, la sensibilidad sufre caídas en los puntos que coinciden con los nulos del CSE. Sin embargo, si se trabaja dentro del rango delimitado por estos nulos (1-

25 GHz), la sensibilidad obtenida alcanza unos valores máximos de 42 dB donde no se observan caídas bruscas debidas al CSE, como sí ocurría en el caso AM-DSB. Asimismo, apreciamos de nuevo que la tendencia de la sensibilidad es de incrementar su valor cuando aumenta el valor del OPD. En este caso, la razón de este comportamiento es debida al aumento de la amplitud de pico de las diferentes resonancias de RF generadas conforme se aumenta el OPD, ya que el efecto del CSE es menor alrededor de las frecuencias 15-21 GHz.

En cuanto a la resolución mostrada en la Figura 4.9(b), no observamos grandes variaciones respecto a los casos AM-DSB y AM-SSB debido a que el perfil óptico empleado es el mismo: uniforme con 8.8 nm de ancho de banda. Se alcanzan también los 121 μm de resolución, con una buena concordancia entre los resultados experimentales y teóricos. Si es importante destacar que al emplear un carrete de menor longitud comparado con los casos AM-DSB y AM-SSB, las características dispersivas son por lo tanto menores, provocando que los efectos degradantes debidos a la dispersión de tercer orden no afecten tanto en el rango de medida 1-25 GHz.

Finalmente, se muestra en la Figura 4.9(c) la variación de la frecuencia central de cada una de las resonancias de RF generadas cuando se modifica gradualmente el OPD. Observamos que ambos parámetros se relacionan linealmente, con una pendiente de valor 0.218 mm/GHz, diferente al caso AM-DSB debido al cambio de carrete de fibra SSMF-28. En este caso, la principal limitación en el rango de operación la establecen los nulos del CSE en el caso PM que, como ya se ha comentado, se sitúan en torno al origen de OPDs y en un valor de 5.6 mm, siendo este último el punto de penetración máxima del sistema.

Por último, es importante remarcar la excelente concordancia entre los resultados experimentales y las simulaciones numéricas realizadas para los tres parámetros clave analizados.

Como se ha podido comprobar, la estructura MWP-LCI típica con modulación PM supone una excelente alternativa al uso del formato AM-DSB si se trabaja con muestras cuya respuesta se encuentra contenida en el rango determinado por los nulos del CSE.

4.2. Estructura MWP-LCI avanzada (I)

Tras analizar las capacidades y limitaciones que posee la estructura MWP-LCI típica, en este apartado se analiza experimentalmente las características de la estructura MWP-LCI avanzada (I), que se muestra en la Figura 4.10 [119, 120, 121].

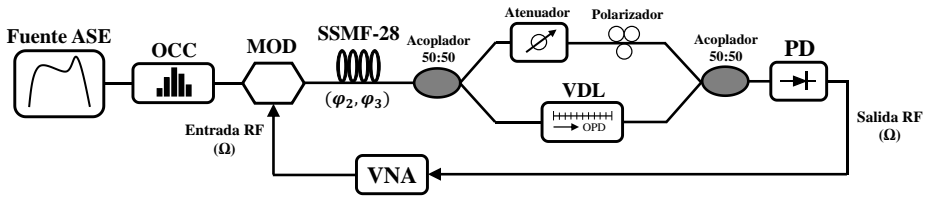


Figura 4.10. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I).

En esta estructura, en primer lugar, se configuran correspondientemente la fuente ASE y OCC para generar el perfil óptico que se desee. Dicha señal óptica se introduce en un modulador electro-óptico, donde se produce la modulación de la señal eléctrica proporcionada por el VNA. A continuación, la señal modulada se propaga a través de un elemento dispersivo, que en nuestro caso será un carrete de fibra SSMF-28 caracterizado por sus dispersiones de segundo (φ_2) y tercer orden (φ_3). La salida del elemento dispersivo se conduce a un acoplador óptico 50:50, que divide la señal para alimentar los brazos del interferómetro Mach-Zehnder. De nuevo, este interferómetro estará formado por un atenuador y un controlador de la polarización en el brazo superior, mientras que en el brazo inferior se sitúa un VDL para realizar el rol de la muestra. Tras recorrer el interferómetro, las señales ópticas de ambos brazos son combinadas en un acoplador óptico 50:50, generando la interferencia. Finalmente, se realiza la fotodetección de la señal. De nuevo, esta estructura se va a analizar a través de la función de transferencia, obtenida mediante el VNA de forma similar a como se ha realizado en el apartado 4.1.

Como se desarrolla en el capítulo 3, se ha demostrado que esta estructura MWP-LCI es capaz de evitar el CSE haciendo uso de dos casos: el uso del formato de modulación AM-SSB (apartado 3.2.1) y aplicando un modelo sobre la muestra (apartado 3.2.2). En este sentido, los resultados experimentales que se van a mostrar en este apartado, se corresponden con el análisis teórico del apartado 3.2.2, ya que, en los experimentos realizados, el rol de la muestra se ha llevado a cabo mediante el uso de un VDL que simula las mismas condiciones que el modelo desarrollado en dicho apartado.

A continuación, se plantea la medida de la función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (I), cuyos resultados se muestran en la Figura 4.11. Para ello, se configura la combinación de fuente ASE y OCC para generar un perfil uniforme de 8.8 nm de ancho de banda (ver inset de la Figura 4.1). Se considera además una modulación AM-DSB ajustada al punto Q y un carrete de fibra SSMF-28 de 10 km como elemento dispersivo con unos parámetros $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 1.23 \text{ ps}^3$. Por último, se manipula el VDL para que en el interferómetro se produzca un OPD de 4 mm, retardo que actúa como muestra. A la función de transferencia de la estructura MWP-LCI se añade la medida del CSE para el caso AM.

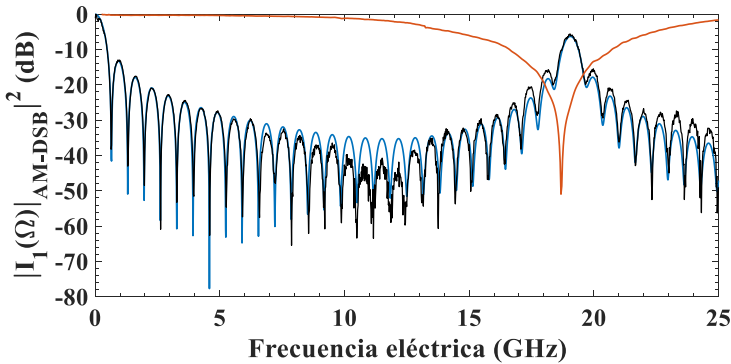


Figura 4.11. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se introduce como muestra un OPD de 4 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).

En la Figura 4.11 se observa cómo la medida experimental muestra la generación de una resonancia de RF alrededor de 19 GHz, además de un término de DC, tal como predice la Ec. (3.46). Asimismo, se aprecia cómo la posición de la resonancia de RF coincide con el primer nulo del CSE en el caso AM, situándose en una frecuencia muy cercana a los 19 GHz. Como se puede observar, existe una excelente correspondencia entre los resultados experimentales y teóricos. De esta forma comprobamos experimentalmente que la ubicación del modulador y del elemento dispersivo a un lugar previo al interferómetro en esta nueva estructura provocan que el CSE se evite de forma inherente alrededor de la posición donde se genera la resonancia de RF. No obstante, continúa apareciendo un término de DC que impide la correcta medida de las resonancias de RF producidas por OPDs muy bajos.

Como solución a esta limitación, se plantea en el apartado 3.2.3 del capítulo 3 el uso de un fotodetector balanceado (*Balanced Photodetector*, BPD). Para ello, se modifica la estructura MWP-LCI vista en la Figura 4.10 para considerar un acoplador 2x2 a la salida del interferómetro. De este modo, es posible hacer uso de las dos salidas que poseen estos dispositivos con el objetivo de eliminar la contribución BB y, por extensión, el término de DC. De esta forma, la estructura MWP-LCI avanzada (I) con fotodetector balanceado se muestra en la Figura 4.12 [119, 120, 121]:

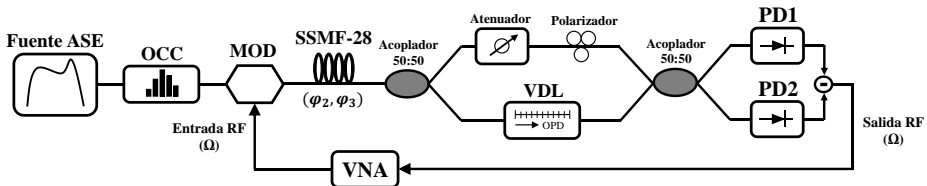


Figura 4.12. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con fotodetección balanceada.

Para comprobar las capacidades experimentales de esta estructura cuando se considera la detección balanceada, se realiza la medida de su función de transferencia. En este caso, se considera el mismo escenario que en la obtención de la Figura 4.11 pero empleando una fotodetección balanceada. Los resultados experimentales obtenidos se muestran en la Figura 4.13, junto con la simulación numérica.

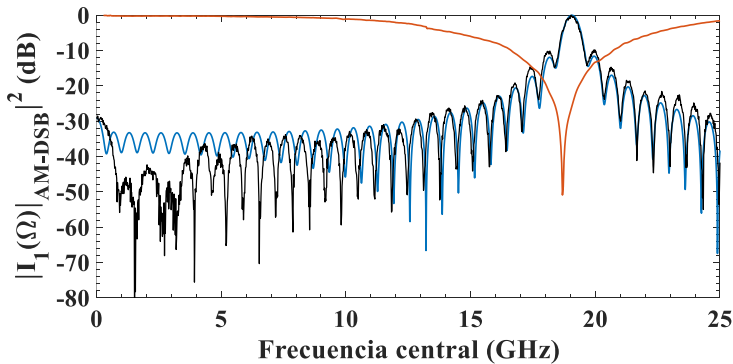


Figura 4.13. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB y detección balanceada cuando se introduce como muestra un OPD de 4 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).

En comparación con los resultados de la fotodetección simple de la Figura 4.11, observamos cómo en la Figura 4.13 el término de DC se ha reducido considerablemente, situándose ahora en un nivel de -30 dB gracias a la detección balanceada. Por otro lado, la resonancia de RF generada por el OPD de 4 mm permanece inalterada en cuanto a su posición o ancho de banda a 3 dB, como demuestra la Ec. (3.52), donde sólo la contribución BB es eliminada. Sí que observamos un aumento del valor de amplitud de 6 dB en la resonancia de RF, debido a la operación realizada en el detector balanceado. De esta forma se consigue eliminar las dos mayores limitaciones vistas en la estructura MWP-LCI típica: se evita el CSE (gracias a la disposición de los elementos en esta estructura) y se consigue eliminar la contribución BB (gracias a la fotodetección balanceada). De esta manera, cualquier resonancia de RF puede ser caracterizada dentro del rango de medida deseado.

A continuación, se muestran las características de esta estructura MWP-LCI en relación a los parámetros clave de sensibilidad, resolución y rango de operación. Se considera el mismo escenario experimental que el descrito para la Figura 4.11 y la Figura 4.13. En la Figura 4.14(a) se representa la sensibilidad obtenida para esta estructura MWP-LCI cuando se considera una detección simple (línea azul) y una detección balanceada (línea naranja). En cuanto a los resultados asociados a la resolución y a la profundidad de penetración mostrados en las Figura 4.14(b) y Figura

4.14(c), respectivamente, se considera una fotodetección balanceada, ya que los resultados obtenidos mediante una detección simple son similares.

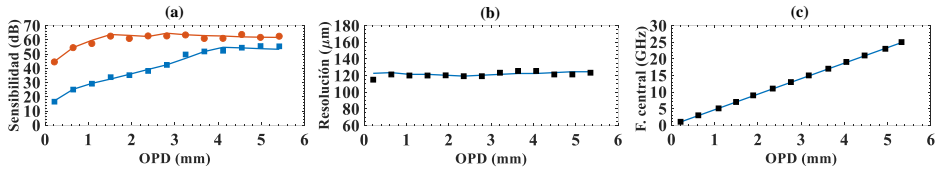


Figura 4.14. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB. Se representa en (a) la sensibilidad para una fotodetección simple (línea azul) y balanceada (línea naranja). En (b) se representa la resolución y en (c) la profundidad de penetración, en ambos casos cuando se considera la detección balanceada. Las líneas continuas representan los resultados teóricos mientras que los puntos se asocian con los resultados experimentales.

En el caso de la Figura 4.14(a) se muestra el resultado para la sensibilidad tanto en el caso de detección simple como balanceada. Observamos que, para una detección simple, los valores de sensibilidad aumentan conforme lo hace el valor del OPD. Este comportamiento es muy similar al mostrado en la Figura 4.6(d), donde se emplea la estructura MWP-LCI típica y una modulación SSB. En ambos casos, se evitan los efectos producidos por el CSE, por lo que el comportamiento obtenido para la sensibilidad es muy parecido, sin apreciarse desvanecimientos para ciertos OPDs. En el caso de OPDs de mayor valor, es decir, cuando la contribución de ruido (recordemos que es generada por la contribución BB) es menor, la sensibilidad alcanza unos valores de 55 dB. Si ahora nos fijamos en la sensibilidad para la detección balanceada, se observa claramente como la atenuación de la contribución BB provoca que el ruido se reduzca drásticamente, permitiendo obtener unos valores de sensibilidad que se sitúan alrededor de los 60 dB en todo el rango de OPDs. Al aumento del valor de la sensibilidad también contribuye el aumento de la amplitud de pico de las resonancias de RF que, en comparación con la detección simple, supone un aumento de 6 dB. Para OPDs bajos, observamos que el valor de sensibilidad es algo menor debido a que la operación realizada en el detector balanceado no es perfecta, por lo que todavía existe un ruido residual. A pesar de este hecho, el aumento de sensibilidad respecto a la detección simple en OPDs bajos es notable, mejorándose en 30 dB.

La resolución obtenida para esta estructura MWP-LCI se muestra en la Figura 4.14(b). De la misma forma que en casos anteriores, los valores obtenidos se sitúan en torno a las 121 μm de resolución, ya que el perfil óptico empleado vuelve a ser el perfil uniforme con 8.8 nm de ancho de banda. Asimismo, al emplear un carrete de fibra SSMF-28 de 10 km no se observan la degradación de la función de transferencia, por lo que la resolución se mantiene constante en dicho rango. Como se ha comentado previamente, el cambio de tipo de detección no afecta al ancho a 3

dB de las resonancias de RF, por lo que la resolución tanto para una detección simple como balanceada serán idénticos.

Por último, el rango de operación alcanzado para esta estructura MWP-LCI se puede observar en la Figura 4.14(c). En este caso, se emplea un carrete SSMF-28 de 10 km de longitud obteniéndose una penetración máxima de 5.6 mm. En cuanto a la relación entre el OPD introducido y la frecuencia central de la resonancia de RF correspondiente, volvemos a observar una relación lineal con una pendiente de 0.218 mm/GHz. Al evitarse de forma inherente el CSE en esta estructura, no se observan puntos problemáticos en lo que se refiere al rango de operación por lo que se podría aumentar la longitud del carrete de fibra SSMF-28 para aumentar así la penetración máxima del sistema.

De esta forma, se ha demostrado que la estructura MWP-LCI avanzada (I) es capaz de superar las dos limitaciones que poseía la estructura MWP-LCI típica: se evita el CSE de manera inherente gracias a la nueva ubicación de la etapa de modulación y se elimina el término de DC a través del uso de la fotodetección balanceada.

4.3. Estructura MWP-LCI avanzada (II)

El último sistema que se va a demostrar experimentalmente, es la estructura MWP-LCI avanzada (II), que se propone en el apartado 3.3. En este caso, se propone la colocación de la etapa de modulación en el brazo superior del interferómetro, mientras que el elemento dispersivo se posiciona en el punto previo a la fotodetección. El esquema experimental referente a esta estructura MWP-LCI se puede observar en la Figura 4.15 [122, 123].

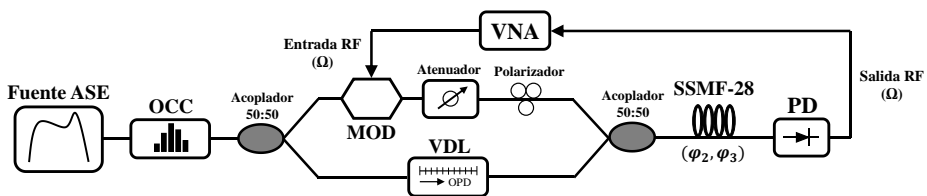


Figura 4.15. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con la etapa de modulación en el brazo superior del interferómetro.

De la misma manera que en las estructuras anteriores, se genera el perfil óptico deseado a través de la combinación de fuente ASE y OCC. A continuación, se introduce esta señal en el interferómetro Mach-Zehnder mediante el uso de un acoplador óptico 50:50. En el caso de esta estructura MWP-LCI, la etapa de modulación se sitúa en el brazo superior del interferómetro. La señal eléctrica empleada en dicho proceso se administra mediante el VNA. Asimismo, en el brazo superior se sigue contando con un atenuador y con un polarizador para asegurar que

la interferencia se genera de forma óptima. En el brazo inferior se coloca la muestra, cuyo comportamiento se simula a través de un VDL, de forma similar a las estructuras MWP-LCI anteriores. Es importante remarcar en este punto que la introducción de un nuevo elemento al interferómetro, como es el modulador, conlleva un nuevo ajuste de los retardos temporales producidos en ambos brazos, con el objetivo de que únicamente sea el VDL el elemento que introduzca una diferencia de retardos entre los brazos superior e inferior. Tras producirse la interferencia en el acoplador óptico 50:50 a la salida del interferómetro, la señal óptica se introduce en un carrete de fibra SSMF-28 que realiza la función de elemento dispersivo y cuyas características dispersivas vienen dadas por la dispersión de segundo (φ_2) y tercer orden (φ_3). Por último, se obtiene la señal eléctrica de interés a través de un fotodetector. La caracterización de la estructura MWP-LCI se realiza mediante el análisis de la función de transferencia capturada con un VNA, al igual que en los casos anteriores.

4.3.1. Modulación AM-DSBSC

En el apartado 3.3 de esta tesis se ha realizado el desarrollo teórico asociado a esta estructura MWP-LCI avanzada (II) cuyo resultado se puede observar en la Ec. (3.61). En dicha ecuación, es posible apreciar cómo el sistema posee una contribución BB de forma inherente. Sin embargo, como se ha demostrado en el apartado 3.3.1, es posible eliminar dicha contribución mediante la supresión del término a_0 . La forma experimental de llevarlo a cabo es a través de la realización de una modulación AM-DSBSC, forzando una situación en la que $a_0 = 0$. Por este motivo, la demostración experimental relacionada con esta estructura para el caso AM se centra en esta modulación AM-DSBSC, cuyos resultados se observan en la Figura 4.16

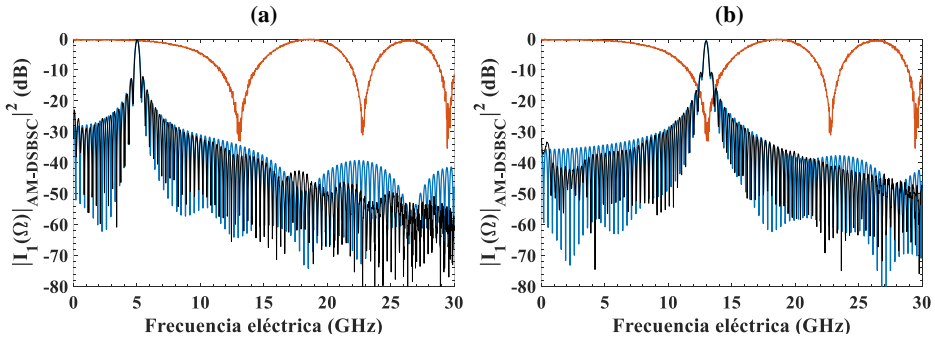


Figura 4.16. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSBSC cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 6 mm. Se añade la medida del CSE en el caso AM (línea naranja).

En este caso, se cuenta con un perfil óptico uniforme de 8.8 nm (ver inset de la Figura 4.1) y con un carrete de fibra SSMF-28 con $\varphi_2 = -449 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 2.51 \text{ ps}^3$. En el interferómetro, se sitúa el modulador en el brazo superior, con una tensión de

polarización $V_{DC} = 11.7 V$, punto donde se logra suprimir la portadora óptica, provocando la modulación AM-DSBSC. Como muestra, se introduce en primer lugar un OPD de 2.3 mm (Figura 4.16(a)) y posteriormente se muestra el resultado cuando el OPD introducido es de 6 mm (Figura 4.16(b)) [122, 123].

En la Figura 4.16(a) se puede observar que la función de transferencia presenta una resonancia de RF alrededor de 5 GHz, generada a partir del OPD introducido de 2.3 mm. Asimismo, al provocar una modulación AM-DSBSC, observamos que el término de DC no está presente en la función de transferencia, tal como se analiza en el apartado 3.3.1 de esta tesis. A partir de la Figura 4.16(b), es posible ver que tampoco se observa el término de DC y que se genera una resonancia de RF en torno a los 13 GHz debida al OPD de 6 mm. Gracias a la medida experimental del CSE en el caso AM de 20 km (línea naranja) se aprecia también que las contribuciones LCI, tanto de la Figura 4.16(a) como de la Figura 4.16(b), no se ven afectadas por el CSE. Como se puede observar en ambas figuras, se logra una buena concordancia entre los resultados experimentales y de simulación.

De este modo, se ha demostrado experimentalmente que a través de la combinación de la estructura MWP-LCI avanzada (II) y la modulación AM-DSBSC se puede generar una función de transferencia libre de efectos limitantes dentro del rango de medidas. A pesar de que las prestaciones son similares a la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con una fotodetección balanceada, la estructura avanzada (II) es más simple desde el punto de vista de su implementación.

4.3.2. Modulación PM

Una vez se han analizado las funciones de transferencia resultantes en el caso AM-DSBSC, se procede a mostrar los resultados experimentales cuando se considera una modulación PM, cuyo resultado se muestra en la Figura 4.17.

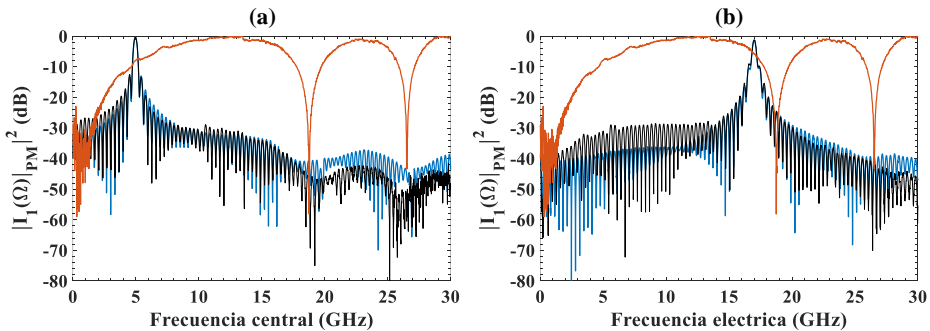


Figura 4.17. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación PM cuando se introduce como muestra un OPD de valor (a) 2.3 mm y (b) 7.2 mm. Se añade la medida del CSE en el caso PM (línea naranja).

En este caso se vuelve a contar con un perfil uniforme de 8.8 nm y un carrete SSMF-28 de 20 km. Se muestra en la Figura 4.17(a) y la Figura 4.17(b) los resultados de la medida de la función de transferencia cuando el OPD introducido es de 2.3 mm y 7.2 mm, respectivamente. Es importante recordar que, ya que se realiza una modulación PM, se incorpora un filtro de polarización previo al modulador para controlar la polarización de la señal óptica a su entrada, de manera similar a como se realiza en la Figura 4.7.

Observamos en la Figura 4.17(a) que se genera una resonancia de RF en torno a la frecuencia eléctrica de 5 GHz, mientras que en la Figura 4.17(b), la resonancia se sitúa alrededor de los 17 GHz. Como es de esperar, en ninguno de estos dos casos la contribución LCI está afectada por el CSE, al igual que ocurre en el caso AM. Asimismo, en ninguna de las figuras mostradas observamos el término de DC en el origen de frecuencias eléctricas. Mientras que en el caso AM la eliminación de la contribución BB se realizaba mediante la consecución de una modulación AM-DSBSC ($a_0 = 0$), en el caso de modulación PM la contribución BB sufre el filtrado producido por el CSE, ya que esta contribución sí está afectada, como es posible apreciar en el término senoidal de la Ec. (3.64). De esta forma, se produce una eliminación artificial del término de DC, ya que el CSE en el caso PM presenta un nulo en el origen de frecuencias, coincidiendo con dicho término. Por tanto, en el caso PM se obtiene una situación similar al caso AM: el rango de operación deseado está totalmente libre de efectos limitantes, permitiendo la correcta medida de las diferentes resonancias de RF sin importar el lugar donde se generen.

4.3.3. Comparación de los parámetros clave de la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulaciones AM-DSBSC y PM

Finalmente, vistas las ventajas que posee esta estructura MWP-LCI en los casos AM-DSBSC y PM, se propone el análisis de las características más importantes en términos de sensibilidad, resolución y rango de operación. Para ello, se consideran los casos experimentales que han resultado en las funciones de transferencia vistas en la Figura 4.16 y la Figura 4.17. Todos los resultados experimentales y teóricos a este respecto se recogen en las siguientes gráficas.

Primeramente, nos centramos en la Figura 4.18(a) y en la Figura 4.18(d) para analizar la sensibilidad en ambos escenarios. Como nota general, es necesario tener en cuenta que esta estructura evita el CSE en las contribuciones LCI y que en ambas modulaciones se elimina el término de DC, bien por la supresión de la portadora óptica (caso de AM-DSBSC) o bien por el nulo en el origen de frecuencias provocado por el CSE en el caso PM. Por ello, en ninguna de las dos gráficas asociadas a la sensibilidad observamos caídas puntuales donde no se puedan medir los parámetros LCI. En el caso de la Figura 4.18(a) se obtiene una sensibilidad que aumenta de valor conforme el valor del OPD crece. Esta tendencia se debe principalmente a la generación de la modulación AM-DSBSC, donde se consigue eliminar la

contribución BB en gran medida, pero no de manera completa. Por ello, en la medida de ruido, el término de DC afecta a la sensibilidad en OPDs bajos, ya que no se elimina de forma completa. Conforme el OPD aumenta de valor, se observa como la sensibilidad aumenta también, al reducirse la contribución de ruido. En este sentido, se obtienen unas sensibilidades que varían entre 50 dB (OPDs bajos) y 65 dB (OPDs altos). Si a continuación observamos la Figura 4.18(d), es posible ver como la sensibilidad para el caso PM decae ligeramente para unos valores de OPD de entre 2-6 mm. Este rango de OPDs coincide con la zona donde el CSE, para el caso PM, está en sus valores máximos (ver Figura 4.17). Ya se ha comentado previamente que la eliminación del término de DC sucede por el nulo del CSE en el origen de frecuencias. Sin embargo, el resto de la contribución BB sufre el filtrado del CSE, cuya función de transferencia se muestra en la Figura 4.17. Es por este motivo que la sensibilidad sufre una caída para las muestras que presenten un OPD de 2-6 mm, ya que la contribución de ruido aumenta de valor en dicho rango. Sin embargo, para los OPDs que se sitúan cerca de los nullos del CSE en el caso PM (0 GHz, 19 GHz y 27 GHz) se obtienen unos valores de sensibilidad de 50 dB. Tanto en la Figura 4.18(a) como en la Figura 4.18(d) se observa una buena concordancia entre los valores teóricos y experimentales, presentando en este caso una mejor característica de sensibilidad la estructura MWP-LCI con modulación AM-DSBSC.

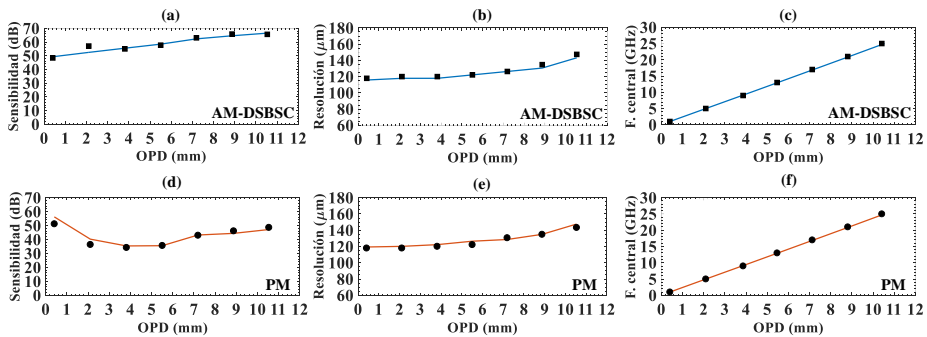


Figura 4.18. Parámetros MWP-LCI asociados a la estructura MWP-LCI avanzada (II) con modulación AM-DSBSC ((a), (b) y (c)) y con modulación PM ((d), (e) y (f)). Las figuras (a) y (d) representan la sensibilidad, las figuras (b) y (e) la resolución, mientras que las figuras (c) y (f) se asocian con la profundidad de penetración. Las líneas continuas se asocian a la simulación numérica, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales.

En las Figura 4.18(b) y Figura 4.18(e) se muestra la resolución obtenida para ambos escenarios. En este caso, se obtienen unos resultados de resolución muy similares en ambos formatos de modulación, que alcanzan los 121 μm de resolución teórica, sobre todo, para OPDs bajos. Conforme aumenta el valor del OPD, se aprecia cómo el valor de resolución en ambos casos aumenta ligeramente debido a los efectos degradantes del elemento dispersivo, al igual que ocurría en la Figura 4.6(b) y en la

Figura 4.6(e). De nuevo se obtiene una gran concordancia entre los resultados teóricos y experimentales de resolución, incluso para OPDs altos.

Por último, en la Figura 4.18(c) y en la Figura 4.18(f) se observan los resultados relacionados con la profundidad de penetración. Ya que las medidas experimentales se han realizado en las mismas condiciones en lo que se refiere al elemento dispersivo (SSMF-28 de 20 km), obtenemos los mismos resultados independientemente del formato de modulación empleado. En ambas figuras se observa que la dependencia entre el OPD introducido y la frecuencia central de las diferentes resonancias de RF generadas es de tipo lineal, con una pendiente de 0.404 mm/GHz para ambos escenarios. Asimismo, para el rango de frecuencias medido (0-25 GHz) la penetración máxima del sistema se sitúa ligeramente por encima de 1 cm. Nótese que, como se ha analizado en la Figura 4.16 y en la Figura 4.17, el rango de operación de esta estructura, independientemente del formato de modulación, está totalmente libre de efectos limitantes, por lo que dicho rango de operación no está limitado por las características de la estructura MWP-LCI.

En este caso, se comprueba que la estructura MWP-LCI avanzada (II) tiene unas características excelentes en relación a sus parámetros clave, además de superar las limitaciones de la estructura MWP-LCI típica de forma sencilla a través del formato de modulación AM-DSBSC o PM.

4.4. Muestra característica en estructuras MWP-LCI experimentales: sistemas con muestra multicapa y sistema multiplexado de sensores

Uno de los modelos que puede considerarse como más representativo del tipo de muestra empleado es el modelo de muestra multicapa, ampliamente detallado en el apartado 3.4. En este tipo de muestras se generan unos retardos adicionales en el interior de la muestra por la interacción del haz de luz entre las diferentes capas, provocando que en la función de transferencia de un sistema MWP-LCI se observen resonancias de RF que no se asocian con una capa en particular, sino con el retardo asociado a dicha interacción. Al ser un modelo tan representativo resulta interesante estudiar sus características en las diferentes estructuras MWP-LCI propuestas en esta tesis y encontrar soluciones a los efectos limitantes que puedan provocar. Estos dos objetivos se han desarrollado durante todo el capítulo 3.4. En este apartado se demuestra experimentalmente el comportamiento de los sistemas MWP-LCI con muestras multicapa. Como caso adicional, se presenta un sistema multiplexado de sensores donde, en lugar de una muestra multicapa, se tienen múltiples muestras de una capa. Este escenario resultante interesante ya que tiene mucha relevancia en aplicaciones como el sensado de magnitudes físicas.

4.4.1. Muestra multicapa en estructuras MWP-LCI experimentales

Para comprender correctamente las implicaciones que las muestras de tipo multicapa, es importante analizar cómo se logra obtener una muestra multicapa en los sistemas MWP-LCI experimentales. Para ello, es necesario recordar que el patrón de interferencia generado en el acoplador óptico de salida del interferómetro implica la interacción del brazo superior (referencia) y del brazo inferior (muestra). Sin embargo, es posible desdoblarse el brazo inferior en n sub-brazos siendo cada uno de ellos una capa de una muestra general, que al combinarse formen la contribución del brazo inferior (muestra). El método más sencillo de dividir y combinar las señales de los diferentes sub-brazos del brazo inferior del interferómetro es mediante el uso de un acoplador óptico $1 \times N$ a la entrada y un acoplador $N \times 1$ a la salida. En este sentido, se muestra un ejemplo en la Figura 4.19. Como es sabido, el uso de este tipo de acopladores conlleva unas pérdidas intrínsecas que es necesario tener en cuenta cuando se obtenga la función de transferencia del sistema y así poder realizar una lectura correcta de las propiedades de cada una de las resonancias de RF generadas. De este modo, el modelo multicapa experimental puede definirse como:

$$\tilde{H}(\omega) = \sum_{n=1}^N \frac{A_n}{N} e^{-2j\omega\tau_n} \quad (4.3)$$

donde N representa el número total de capas, A_n es la reflectividad de cada una de las capas individuales y τ_n es el retardo temporal asociado a cada una de las capas. El resultado del cociente A_n/N se asocia con la reflectividad H_n del apartado 3.4.

En cuanto a las estructuras MWP-LCI que se van a demostrar con muestras multicapa, se ha decidido incluir la estructura MWP-LCI avanzada (I) y la estructura MWP-LCI avanzada (II), ya que en ninguno de estos casos las funciones de transferencia obtenidas están afectadas por el CSE, permitiendo un análisis completo de sus características.

Por ello, se muestra en la Figura 4.19 la implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con una detección balanceada cuando se considera una muestra de dos capas, empleándose en este caso acopladores ópticos 50:50 en el brazo inferior.

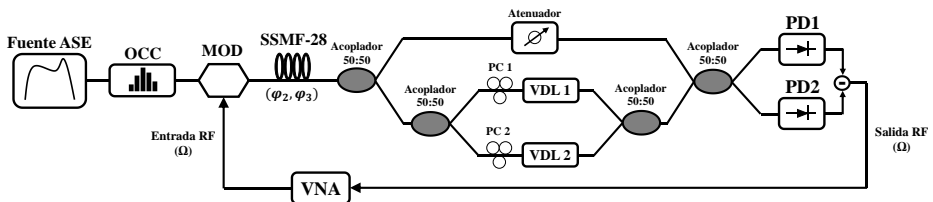


Figura 4.19. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I), detección balanceada y muestra de 2 capas.

Como es posible observar, el sistema experimental es similar al propuesto en la Figura 4.12. Sin embargo, el brazo inferior del interferómetro se ha desdoblado para permitir la simulación de una muestra de 2 capas. En cada uno de estos sub-brazos se cuenta con un controlador de polarización (PC) y una línea de retardo (VDL), para mejorar el patrón de interferencia y controlar el retardo introducido por cada capa, respectivamente. Es importante remarcar que cualquier modificación del interferómetro requiere de un nuevo ajuste de los retardos asociados a los elementos que componen cada uno de estos brazos, para que los retardos temporales se generen únicamente controlando los VDLs. En el brazo superior se continúa contando con un atenuador variable para generar la interferencia en condiciones óptimas.

A continuación, se procede a evaluar experimentalmente la estructura MWP-LCI vista en la Figura 4.19. Para la medida de la función de transferencia se considera un perfil óptico uniforme de 8.8 nm, una modulación AM-DSB con el modulador en el punto Q y un carrete de fibra SSMF-28 de 10 km como elemento dispersivo, con dispersiones de $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 1.23 \text{ ps}^3$. Como muestra, se configuran dos VDLs para introducir un OPD1 de 2.1 mm y un OPD2 de 3.2 mm. En primer lugar, se muestra en la Figura 4.20(a) la función de transferencia empleando una detección simple, es decir, cuando sólo se mide uno de los puertos del detector balanceado, mientras que en la Figura 4.20(b) se considera una detección balanceada [119].

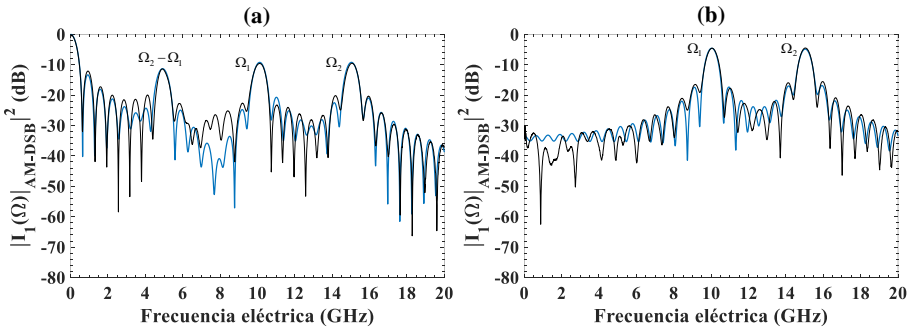


Figura 4.20. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB cuando se emplea (a) una fotodetección simple y (b) una fotodetección balanceada. La muestra está compuesta de 2 capas de OPDs 2.1 mm (Ω_1) y 3.2 mm (Ω_2).

Podemos observar en la Figura 4.20(a) como se genera en la función de transferencia capturada un término de DC (inherente en esta estructura) y dos resonancias de RF en las posiciones 10 GHz (Ω_1) y 15 GHz (Ω_2). Además, como consecuencia de las dos capas presentes en la muestra, se genera una auto-reflexión localizada alrededor de 5 GHz, posición que se obtiene como diferencia de las frecuencias centrales de las dos resonancias de RF que la originan ($\Omega_2 - \Omega_1$).

Consecuentemente, el OPD que genera dicha auto-reflexión también se puede obtener como la diferencia de los OPDs que la generan ($OPD_2 - OPD_1$). En lo que se refiere a las amplitudes de las resonancias de RF originales, es decir, de la capa 1 (Ω_1) y de la capa 2 (Ω_2), hay que tener en cuenta que la contribución LCI se sitúa típicamente 6 dB por debajo del término de DC. Sin embargo, tal como se muestra en la Ec. (4.3), existen además unas pérdidas adicionales en el sistema experimental por la introducción de los acopladores ópticos 50:50. En concreto, para una muestra de 2 capas, se obtienen unas pérdidas adicionales de 3 dB, por lo que la amplitud de las resonancias de RF se sitúa en los 9 dB, aproximadamente. En cuanto a la amplitud del término de auto-reflexión, ésta depende del valor de reflectividad de las dos capas que lo generan, como se puede ver en la Ec. (3.76) en el factor $H_n H_m^*$. Al considerarse experimentalmente dos VDLs para la generación de las dos capas de esta muestra, la reflectividad en ambos brazos es la misma, por lo que el término de auto-reflexión también posee una amplitud que se sitúa alrededor de un valor de 9 dB por debajo del término de DC. Si a continuación nos fijamos en la Figura 4.20(b), donde se emplea una detección balanceada, se puede apreciar cómo de nuevo se generan dos resonancias de RF en 10 GHz (Ω_1) y 15 GHz (Ω_2). Sin embargo, gracias a la eliminación de la contribución BB, es posible observar como no están presentes ni el término de DC ni el término de auto-reflexión ($\Omega_2 - \Omega_1$). De este modo, únicamente se aprecia la contribución LCI, obteniéndose una función de transferencia libre de efectos limitantes, como era de esperar a partir de la Ec. (3.77).

A continuación, se va a analizar experimentalmente la estructura MWP-LCI avanzada (II) cuando se considera una muestra multicapa. Se muestra en la Figura 4.21 el esquema experimental considerado [122, 123].

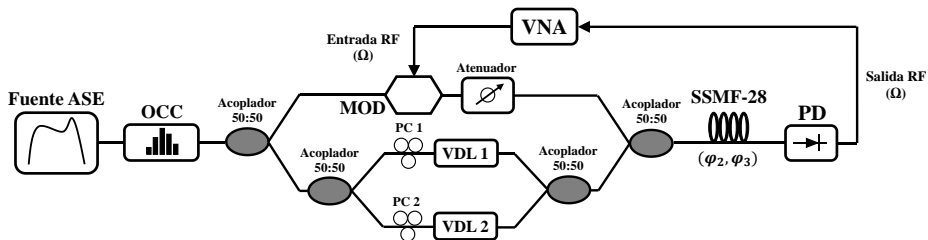


Figura 4.21. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (II) y muestra de 2 capas.

En este caso, respecto a la estructura vista en la Figura 4.15, se observa el desdoblamiento del brazo inferior en dos sub-brazos, cuyas entradas y salidas se encuentran conectados a unos acopladores ópticos 50:50. En el brazo superior del interferómetro se mantiene el modulador y un atenuador óptico.

En la Figura 4.22 se muestran las funciones de transferencias obtenidas cuando se emplea dicha estructura MWP-LCI con una modulación AM-DSB (Figura 4.22(a))

y AM-DSBSC (Figura 4.22(b)). Para la caracterización experimental se ha considerado un perfil óptico uniforme de 8.8 nm, un carrete de fibra SSMF-28 de 20 km con $\varphi_2 = -449 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 2.51 \text{ ps}^3$ y una muestra de 2 capas con OPDs de 4.2 y 6.3 mm.

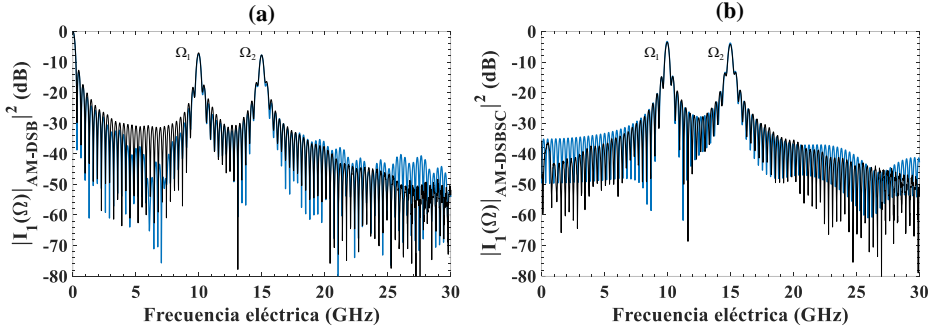


Figura 4.22. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (II) modulación (a) AM-DSB y (b) AM-DSBSC. La muestra introducida está compuesta de 2 capas de OPDs 4.2 mm (Ω_1) y 6.3 mm (Ω_2).

En primer lugar, si nos centramos en la Figura 4.22(a), vemos cómo se han generado dos resonancias de RF en las frecuencias eléctricas 10 GHz (Ω_1) y 15 GHz (Ω_2), además de un término de DC en el origen. Por tanto, no observamos en este caso ninguna resonancia de RF generada como término de auto-reflexión por la interacción entre la capa 1 y la capa 2. Este hecho, como se desarrolla en el apartado 3.4, es inherente de la estructura MWP-LCI avanzada (II), ya que la contribución BB (origen del término de auto-reflexión) es diferente al visto en las otras estructuras propuestas. Seguidamente, si se aplica una modulación AM-DSBSC podemos apreciar en los resultados de la Figura 4.22(b) que se elimina el término de DC, se mantienen las propiedades de las dos resonancias de RF generadas y de nuevo no se observa ningún término de auto-reflexión.

Por tanto, a la vista de los resultados obtenidos, se puede concluir que la estructura MWP-LCI avanzada (II) supone una excelente opción para la medida de muestras multicapa, ya que sus propiedades permiten disponer de todo el rango de operación deseado libre de efectos limitantes.

4.4.2. Sistema MWP-LCI multiplexado de sensores

Como ya vimos en el capítulo 2, uno de los grandes grupos de aplicaciones de la técnica LCI y, por tanto, de MWP-LCI, es el campo del sensado, como se vio en el capítulo 2. En estas aplicaciones, se interpreta la información capturada por un sensor para relacionarla con ciertas magnitudes físicas como la presión o la temperatura [87, 88]. Por este motivo se plantea en este apartado la adaptación de una estructura

MWP-LCI para una aplicación de sensado, basada principalmente en un sistema multiplexado de sensores. El sistema propuesto para este propósito es una adaptación de la estructura MWP-LCI avanzada (I) y se muestra en la Figura 4.23 [124]:

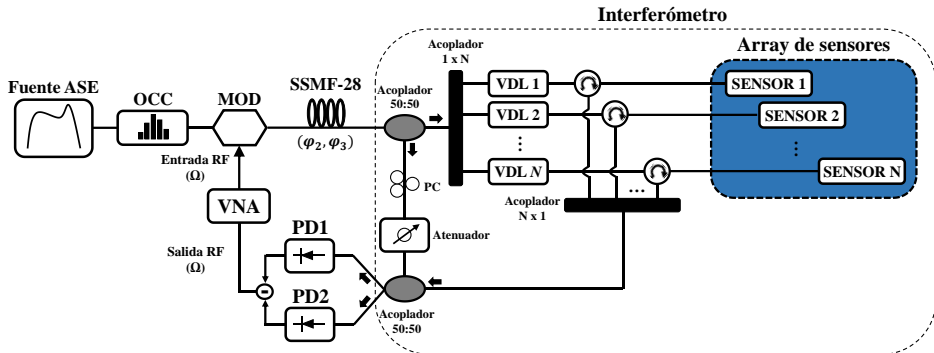


Figura 4.23. Implementación experimental de la estructura avanzada (I) adaptada para un sistema multiplexado de sensores.

En primer lugar, se genera la señal óptica con el perfil deseado mediante la combinación de fuente ASE y OCC para introducirla en el modulador electro-óptico, cuya señal moduladora es generada por el VNA. A continuación, se encuentra el elemento dispersivo, cuya implementación experimental se realiza mediante un carrete de fibra SSMF-28 caracterizado por sus parámetros φ_2 y φ_3 . Tras ello, se divide en dos la señal óptica mediante un acoplador 50:50 para introducirse en los dos brazos del interferómetro. Como se indica en el esquema de la Figura 4.23, parte de la señal se conduce al sistema multiplexado de sensores donde, en primer lugar, se vuelve a dividir la señal en N contribuciones para alimentar todas las cabezas sensoras a medir mediante un acoplador 1xN. A continuación, se introduce en cada uno de estos caminos una línea de retardo variable (VDL) de ajuste. La misión de este dispositivo es la de generar diferentes retardos entre cada uno de los sensores para que cada uno de ellos funcione en lo que podrían denominarse ventanas de trabajo. Es importante remarcar que se ha considerado una implementación mediante VDLs para poner de relieve la reconfigurabilidad del sistema multiplexado de sensores, pero estas ventanas de trabajo se podrían establecer también mediante tramos de fibra mayores o menores en cada uno de estos caminos hacia los sensores. De esta forma, el rango total de frecuencias a medir se dividirá en N ventanas de trabajo, funcionando cada una de estas ventanas de forma independiente entre sí. Tras capturar la información necesaria mediante cada uno de los sensores, las diferentes señales ópticas se conducen al acoplador de salida Nx1 mediante el uso de circuladores ópticos. Por otro lado, el otro brazo del interferómetro (señal óptica descendente en el acoplador 50:50) posee un controlador de polarización (PC) y un atenuador óptico, ambos elementos destinados a que la interferencia entre los brazos del interferómetro sea lo más óptima posible. Tras la combinación de las señales

provenientes del interferómetro, se realiza la fotodetección de la señal mediante un detector balanceado que, como se ha analizado en apartados anteriores, suprime el término de DC, aumenta en 6 dB la amplitud de cada una de las resonancias de RF y elimina un efecto no deseado como es la aparición de términos de auto-reflexión. Por último, el análisis de la información recogida por cada uno de los sensores se realiza en el VNA.

En este punto, es importante realizar una aclaración sobre cómo se generan las diferentes ventanas de trabajo. Una vez captada la información de cada uno de los sensores, el patrón de interferencia generado contendrá la información multiplexada de cada una de las cabezas sensoras que trabajan de manera independiente. Por ello, es posible que algunas de las cabezas sensoras capten una información similar en lo que se refiere a la variación de la magnitud física que está siendo medida, provocando que en el espectro eléctrico las resonancias de RF que se generen estén muy próximas unas de otras. Este hecho puede ocasionar lecturas erróneas de la información del sistema de sensores llegando incluso a confundir qué cabeza sensora está proporcionando qué información. Es por este motivo que se decide introducir en el sistema el concepto de ventanas de trabajo. Esta idea se basa en introducir un retardo fijo y conocido a cada una de las cabezas sensoras, provocando que cada uno de los sensores trabaje dentro de un rango determinado. De esta forma, el resultado en OPD de la medida capturada por el sensor se obtendría como la resta del OPD medido y del OPD fijo introducido a cada uno de los sensores:

$$OPD_{sensor_N} = OPD_{medido_N} - OPD_{VDL_N} \tag{4.4}$$

A continuación, se muestra un ejemplo de funcionamiento del sistema multiplexado de sensores con dos cabezas sensoras, cuyo resultado se muestra en la Figura 4.24.

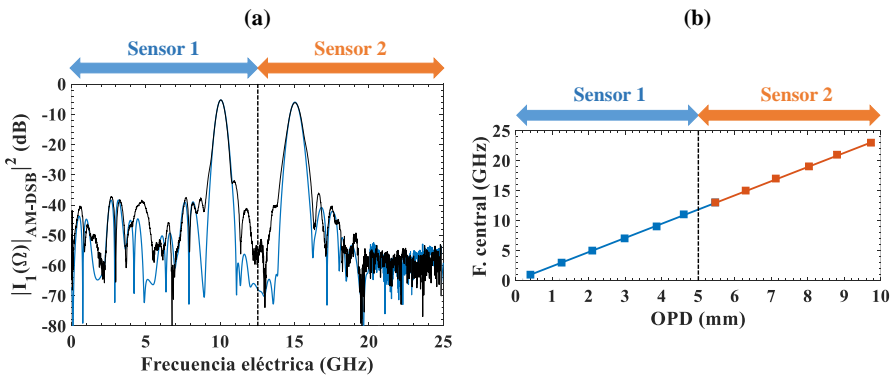


Figura 4.24. (a) Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante del sistema multiplexado de sensores cuando se emplean dos cabezas sensoras. (b) Rango de operación de cada uno de los dos sensores considerados.

Es necesario mencionar ciertas particularidades del sistema empleado previamente al análisis de la Figura 4.24. Las variaciones de retardo que serían captadas por los sensores se introducen en este caso mediante dos VDLs. Para la medida experimental se ha empleado un perfil gaussiano de 8.8 nm de ancho de banda, una modulación AM-DSB con el modulador configurado en su punto Q y como elemento dispersivo un carrete de fibra SSMF-28 de 20 km caracterizado por sus dispersiones $\varphi_2 = -449 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 2.51 \text{ ps}^3$. Para el ejemplo experimental considerado, se introducen unos OPDs fijos de valor $OPD_{VDL_1} = 0 \text{ mm}$ y $OPD_{VDL_2} = 5 \text{ mm}$. Finalmente, se emplea un detector balanceado para posteriormente analizar en el VNA la información obtenida por el array de sensores. El resultado obtenido de la función de transferencia del sistema multiplexado de sensores para este escenario se muestra en la Figura 4.24(a), mientras que en la Figura 4.24(b) se representa el rango de trabajo de cada uno de los sensores [124].

En primer lugar, observamos en la Figura 4.24(a) que el espectro eléctrico 0-25 GHz está dividido en dos ventanas de trabajo. De este modo, el sensor 1 trabaja dentro del rango 0-12.5 GHz y el sensor 2 trabaja en el rango 12.5-25 GHz, gracias a los OPDs fijos que se han introducido. Para el sensor 1, la función de transferencia muestra una resonancia de RF situada en torno a 10 GHz, por lo que se ha captado un $OPD_{sensor_1} = 4.2 \text{ mm}$ (OPD_{medido_1} y OPD_{sensor_1} coinciden en este caso). En el rango destinado al sensor 2 observamos que se ha generado una resonancia de RF alrededor de 15 GHz, resultando este valor en un $OPD_{medido_2} = 6.3 \text{ mm}$, por lo que teniendo en cuenta que el $OPD_{VDL_2} = 5 \text{ mm}$, se obtiene que el sensor 2 ha captado un valor $OPD_{sensor_2} = 1.3 \text{ mm}$. De esta forma, se demuestra que la incorporación del sistema por ventanas de trabajo permite la medida independiente de la información recogida por cada uno de los sensores. A continuación, en la Figura 4.24(b), se muestra el rango de operación destinado a cada uno de los sensores para este caso experimental concreto. Como se ha comentado, el sensor 1 recoge valores dentro del rango 0-12.5 GHz, lo que equivale a OPDs de 0-5 mm, mientras que el sensor 2 trabaja dentro del rango 12.5-25 GHz, por lo que se obtendrán valores de OPD entre 5-10 mm, que posteriormente deben ser compensados con el valor de $OPD_{VDL_2} = 5 \text{ mm}$. Tal como se ha probado en anteriores ocasiones, la dependencia entre el OPD y la frecuencia central de la resonancia correspondiente es lineal con una pendiente de 0.404 mm/GHz.

Finalmente, es importante remarcar que la estructura MWP-LCI propuesta para la adaptación del sistema multiplexado de sensores en la Figura 4.23 es sólo una de las posibles soluciones, ya que, por ejemplo, la estructura MWP-LCI avanzada (II) podría considerarse como una perfecta alternativa ya que no sufre de efectos limitantes, como se ha visto en los apartados 4.3 y 4.4.1, poniendo en valor una de las ventajas de los sistemas MWP-LCI como es su gran reconfigurabilidad.

4.5. Reducción del tiempo de barrido en sistemas MWP-LCI a través de multiplexación por subportadora (SCM)

Hasta este punto, los sistemas MWP-LCI presentados en apartados anteriores se han caracterizado a través de sus parámetros clave en términos de sensibilidad, resolución y profundidad de penetración. Sin embargo, en este apartado se propone una técnica que se centra en mejorar otro parámetro clave de los sistemas LCI como es el tiempo de barrido, cuya definición aparece en el apartado 2.6.4. Aprovechando las ventajas que nos ofrece la combinación del campo LCI con el entorno MWP, se hace uso de la técnica de multiplexación por subportadora (*Subcarrier Multiplexing*, SCM) para mejorar el tiempo de barrido en la medida, tal como se propone a continuación.

La técnica SCM consiste en la combinación de diferentes señales de RF para transmitirla a través de la misma fibra óptica [125]. Una de las propiedades que posee esta técnica es que está basada en una multiplexación en el dominio eléctrico, donde la existencia de componentes como los osciladores locales o los filtros selectivos de RF suponen una tecnología mucho más madura que su equivalente en el dominio óptico. En el entorno MWP-LCI, se ha visto que se emplea una señal de RF para barrer el espectro eléctrico y así obtener la función de transferencia que permite analizar la información de cualquier muestra. Si se transporta el concepto de SCM a MWP-LCI, es posible adaptar el sistema con el objetivo de emplear más de una señal de RF simultáneamente para barrer el mismo rango de frecuencias eléctricas, reduciendo de este modo el tiempo de barrido necesario. Esta es la idea que se resume en [126, 127] y que se analiza a continuación empleando la estructura mostrada en la Figura 4.25.

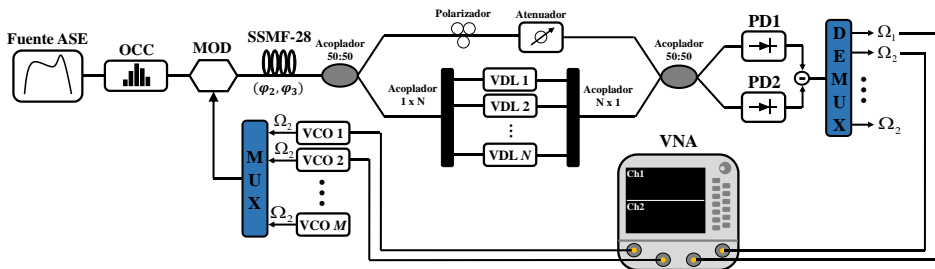


Figura 4.25. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) adaptada para la técnica SCM y muestra multicapa.

La adaptación para implementar esta técnica se realiza a partir de la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con una fotodetección balanceada, para eliminar el término de DC y posibles términos de auto-reflexión si se aplica a la medida de muestras multicapa. Tras la generación del perfil óptico mediante la combinación de BBS y OCC, la señal óptica se introduce en la etapa de modulación. Es en este punto se encuentra la mayor diferencia en comparación con los sistemas anteriores. Donde

previamente se generaba un único tono de RF para modular a la señal óptica, ahora, mediante el uso de M osciladores controlados por tensión (*Voltage Controlled Oscillator*, VCO), se introducen M portadoras de RF diferentes (Ω_M) multiplexadas electrónicamente (MUX). Después de realizarse la modulación, la señal óptica atraviesa el elemento dispersivo, caracterizado por sus dispersiones de segundo (φ_2) y tercer orden (φ_3). A continuación, se encuentra el interferómetro que, como se ha visto en otras estructuras MWP-LCI, dispone de un brazo superior compuesto por un atenuador óptico y un controlador de polarización, mientras que en el brazo inferior se encuentra la muestra. En este caso concreto, se considera el caso de muestra multicapa, por lo que se consideran N líneas de retardo variable junto a un acoplador 1XN y otro Nx1. Tras generarse la interferencia en el acoplador de salida, la señal óptica se captura mediante el uso de un fotodetector balanceado (PD1 y PD2). Recordemos que la señal eléctrica resultante está compuesta por la combinación de M señales de RF diferentes, por lo que es necesario demultiplexar (DEMUX) dicha señal y analizarla para cada una de las M subportadoras eléctricas empleadas (Ω_M). De esta forma puede dividirse el espectro eléctrico a barrer en diferentes ventanas, donde cada una de ellas se analiza con una subportadora diferente, reduciendo el tiempo de barrido empleado por un factor proporcional al número de subportadoras empleadas ($T_{barrido} = 1/N$). El rango medido completo se obtiene como combinación de las diferentes ventanas empleadas.

A continuación, se muestran los resultados experimentales obtenidos mediante esta estructura MWP-LCI combinada con la técnica SCM vista en la Figura 4.25.

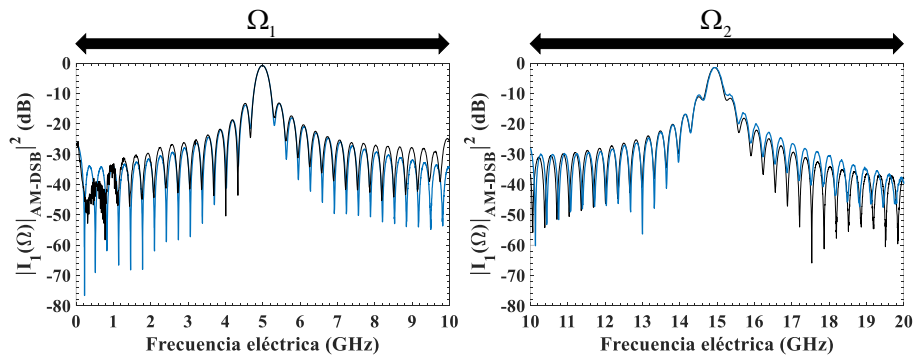


Figura 4.26. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de la función de transferencia resultante de la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con la técnica SCM. La muestra introducida está compuesta de 2 capas de OPDs 2.1 y 6.3 mm.

Para este caso, se emplean los 4 puertos eléctricos disponibles en el VNA utilizado (2 de entrada y 2 de salida) para emplear dos subportadoras diferentes (Ω_1 , Ω_2) en la medida de la función de transferencia. Estas conexiones se realizan tal como se

muestra en la Fig. 4.20. Seguidamente, se configura el VNA para que una de las subportadoras (Ω_1) realice un barrido entre 10 MHz – 10 GHz, mientras que la otra subportadora (Ω_2) barre las frecuencias 10 GHz – 20 GHz. Asimismo, el sistema experimental consta de un perfil óptico uniforme de 8.8 nm, un modulador que realiza una modulación AM-DSB configurado en su punto Q y un carrete de fibra SSMF-28 de 20 km, caracterizado por una $\varphi_2 = -449 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 2.51 \text{ ps}^3$. Se muestra en la Figura 4.26 la función de transferencia resultante de la medida empleando las dos subportadoras previamente descritas cuando los VLDs introducen unos OPDs de 2.1 y 6.3 mm [126, 127].

Podemos observar en la Figura 4.26 dos funciones de transferencia diferentes, obtenidas cuando se utiliza la subportadora 1 (Ω_1) para el rango 10 MHz – 10 GHz y la subportadora 2 (Ω_2) para el rango 10 GHz – 20 GHz. La idea clave en este caso es que las funciones de transferencia se han obtenido simultáneamente, es decir, se ha realizado el barrido de la frecuencia eléctrica en el rango 10 MHz – 20 GHz mediante el uso de 2 subportadoras diferentes y en la mitad de tiempo de barrido. Si nos centramos en los resultados obtenidos para la subportadora 1 (Ω_1) observamos que se ha capturado una resonancia de RF alrededor de los 5 GHz, como consecuencia del OPD introducido de valor 2.1 mm. Asimismo, el uso de la fotodetección balanceada nos permite apreciar cómo el término de DC se ha reducido hasta un nivel de -30 dB. Por último, en la función de transferencia obtenida mediante la subportadora 2 (Ω_2) es posible ver que se ha generado la otra resonancia de RF en 15 GHz debido al OPD de 6.3 mm.

De esta forma, se ha demostrado la posibilidad de reducir el tiempo de barrido total mediante la combinación de las estructuras MWP-LCI y la técnica de multiplexación SCM. Además de poder realizar la división del espectro eléctrico en rangos, también es posible utilizar una de las subportadoras para, por ejemplo, realizar un zoom en una zona concreta del espectro. De esta forma, es posible obtener una función de transferencia general como las mostradas en la Figura 4.26 además de obtener una función de transferencia adicional, si se desea analizar una zona concreta con mayor detalle. En el ejemplo visto en la Figura 4.26, podría realizarse una medida muy precisa del ancho de banda a 3 dB de la capa 1 de la muestra si se configura una de las subportadoras para barrer el rango de frecuencias 4.5 GHz – 5.5 GHz. Así, se demuestra la potencialidad y la adaptabilidad que poseen las estructuras MWP-LCI para implementar técnicas tradicionales del campo MWP con el objetivo de la mejora de las características clave como, en este caso, el tiempo de barrido.

4.6. Fuentes ópticas pulsadas en sistemas MWP-LCI experimentales

Tal como se ha visto a lo largo de esta tesis doctoral, las características de la fuente óptica determinan algunos de los parámetros clave de los sistemas MWP-LCI. En concreto, el ancho a 3 dB es determinante en la resolución, mientras que el tipo de

perfil afecta al nivel de lóbulos secundarios, factor relevante en el cálculo de la sensibilidad. La importancia de la fuente óptica es tal que, en los montajes experimentales realizados, se ha optado por la combinación de una fuente ASE y una controladora de canales ópticos (OCC) para definir su densidad espectral de potencia. Sin embargo, dicha combinación supone la introducción de pérdidas de inserción, además de las pérdidas inherentes al enventanado de la señal óptica original de la fuente ASE. Por estos motivos, en el apartado 3.5, se introdujo la posibilidad de emplear fuentes ópticas pulsadas en sistemas MWP-LCI, ya que este tipo de fuentes presentan ciertas características ventajosas, como producir un perfil óptico ya dado sin necesidad de filtrados ópticos o el mayor nivel de potencia de salida que generalmente poseen este tipo de fuentes. A pesar de que es una tecnología que a día de hoy requiere de mayor desarrollo y perfeccionamiento, en este apartado se muestran las pruebas realizadas con este tipo de fuentes en sistemas MWP-LCI.

En esta ocasión, ha sido posible disponer de una fuente óptica pulsada en fase de pruebas, en concreto, la fuente MFS1500 ofrecida por la empresa FYLA. Las características principales de esta fuente se resumen en una longitud de onda central de 1560 nm, con una salida de potencia máxima de 100 mW y una separación entre líneas espectrales ($\Delta\omega$) de 100 MHz. Mediante una variación de la corriente de entrada, es posible generar efectos no lineales en el interior de la fuente que provocan una variación de la densidad espectral de potencia a su salida. Tras realizar diversas pruebas, se configura la fuente para generar una densidad espectral de potencia gaussiana de 5.5 nm de ancho de banda a 3 dB, centrado en 1560 nm. Dicha señal se muestra en la Figura 4.27 (línea negra). Asimismo, para realizar las simulaciones necesarias con esta fuente, se ha realizado un ajuste de dicha densidad espectral de potencia mediante la superposición de 5 funciones gaussianas. El resultado arrojado por dicho ajuste se muestra también en la Figura 4.27 (línea azul) [128].

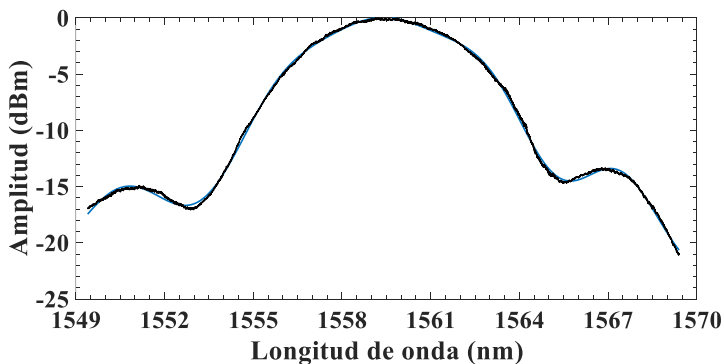


Figura 4.27. Espectro de la fuente pulsada gaussiana de 5.5 nm de ancho de banda considerada para la medida experimental (línea negra). Simulación del espectro de la fuente mediante la superposición de 5 gaussianas (línea azul).

Tras la generación del perfil óptico, se procede a introducir esta fuente en un sistema MWP-LCI para comprobar cómo se comporta la función de transferencia eléctrica. Para ello, se muestra en la Figura 4.28 la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con una fotodetección balanceada propuesta para este caso [128].

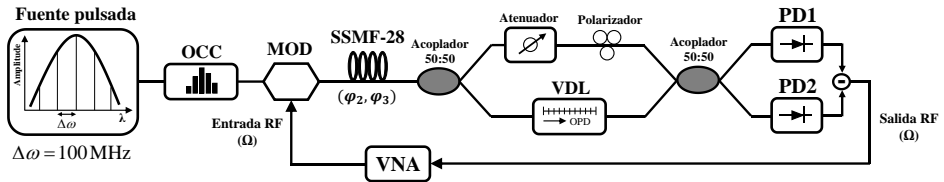


Figura 4.28. Implementación experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada y fuente pulsada.

Asimismo, en el montaje experimental se emplea un modulador AM-DSB funcionando en su punto de cuadratura, en el interferómetro se introduce un OPD de 6.3 mm mediante un VDL. También se consideran 3 elementos dispersivos diferentes, cuyas características principales se muestran en la Tabla 4.1.

	φ_2	φ_3
SSMF-28 / 10 km	-222 ps ²	1.23 ps ³
SSMF-28 / 20 km	-449 ps ²	2.51 ps ³
SSMF-28 / 30 km	-670 ps ²	3.74 ps ³

Tabla 4.1. Características dispersivas de los carretes SSMF-28 considerados.

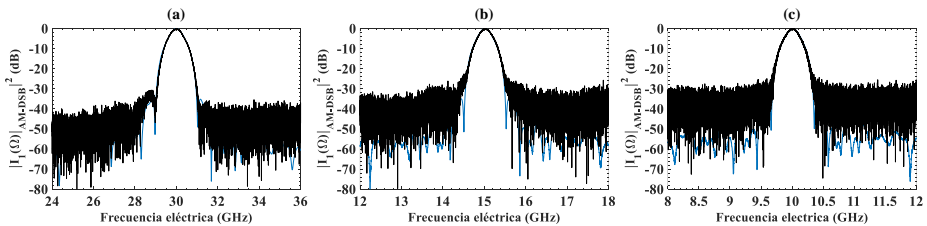


Figura 4.29. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con una fuente pulsada de 5.5 nm de ancho de banda y 100 MHz de separación entre líneas espectrales cuando se consideran los elementos dispersivos (a) 10 km, (b) 20 km y (c) 30 km.

A partir de este montaje experimental se realiza la medida de la función de transferencia mediante el VNA para los tres elementos dispersivos vistos

anteriormente. Como el OPD introducido siempre es el mismo, se mide un rango de frecuencias diferente en cada caso, ya que, al variar el carrete de fibra, varía a su vez la frecuencia central de las resonancias de RF generadas, tal como se ve en la Ec. (4.1). Los resultados experimentales y de simulación se muestran en la Figura 4.29.

Observando la Figura 4.29, vemos en primer lugar como el perfil gaussiano proporcionado por la fuente genera respuestas en la función de transferencia que también son gaussianas, con un ancho de banda distinto tal como se observa en la Tabla 2.2. Para este caso concreto en el que se ha introducido un OPD de 6.3 mm, se genera una resonancia de RF centrada en 30, 15 y 10 GHz cuando se consideran los carretes de fibra de 10, 20 y 30 km, respectivamente. Es muy importante recordar ahora que, tal como se analiza en el apartado 3.5, el uso de fuentes pulsadas implica la aparición de repeticiones del espectro, cuyo parámetro representativo es denominado FSR (*Free Spectral Range*). Dicho parámetro se relaciona con la separación de las líneas espectrales de la fuente ($\Delta\omega$) y con la dispersión cromática del elemento dispersivo considerado (φ_2). Sin embargo, para la fuente considerada, la separación espectral es de 100 MHz, lo que supone un valor muy bajo que hace que, para el elemento dispersivo con mayor dispersión, el FSR tome un valor de 9 THz. Es por este motivo que en nuestro caso no se observarán repeticiones espectrales cuando se emplee esta fuente pulsada. Finalmente, es importante remarcar que la simulación de la densidad espectral de potencia gaussiana extraída de la fuente pulsada tiene un alto nivel de concordancia con la salida real de la fuente pulsada (ver Figura 4.27) lo que también se traduce en una excelente concordancia de la medida experimental y la simulación numérica de la función de transferencia mostradas en la Figura 4.29.

Como medidas relacionadas con los parámetros clave de la estructura vista en la Figura 4.28, se muestran en la Figura 4.30 los resultados de la resolución y sensibilidad. Para ello, se ha medido el ancho de banda a 3 dB que poseen las resonancias de RF, la amplitud de pico y el nivel de ruido residual cuando la muestra se elimina del sistema. Es importante citar que, para ofrecer un análisis equitativo, se han normalizado las pérdidas ópticas entre los diferentes carretes ópticos.

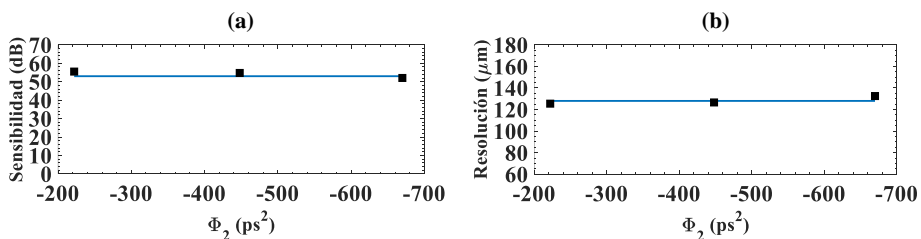


Figura 4.30. (a) Sensibilidad y (b) resolución asociadas a la estructura MWP-LCI avanzada (I) con con fuente pulsada. Las líneas continuas vienen dadas por la simulación numérica de cada parámetro, mientras que los puntos se relacionan con los resultados experimentales.

Si nos centramos en primer lugar en los resultados de la sensibilidad mostrados en la Figura 4.30(a), observamos que, una vez compensadas las pérdidas ópticas por propagación, la sensibilidad obtenida es muy similar para los tres carretes considerados, situándose sobre los 55 dB. En cuanto a la resolución, mostrada en la Figura 4.30(b), se observa que se obtiene un valor de 128 μm , resultado que tiene una excelente concordancia con la resolución calculada a partir de la expresión vista en la Tabla 2.2.

Como conclusión de este apartado, se ha visto cómo las fuentes pulsadas suponen una de las posibles alternativas dentro de las fuentes ópticas para sistemas MWP-LCI, ya que la obtención de un perfil concreto sin emplear filtrados. Además, la elevada potencia que son capaces de ofrecer este tipo de fuentes supone una característica muy interesante comparadas con el uso de una fuente ASE y OCC. Sin embargo, como ya se ha comentado previamente, esta tecnología necesita madurar para que comercialmente existan soluciones convenientes para combinar con los sistemas MWP-LCI.

4.7. Técnica de compensación de la dispersión de tercer orden (TOD) en sistemas MWP-LCI experimentales

En este último apartado del capítulo 4 se va a demostrar experimentalmente la técnica de compensación de la dispersión de tercer orden (TOD) planteada teóricamente en el apartado 3.6. Previamente, es importante recordar que la necesidad de aplicar esta técnica surge de la mejora de uno de los parámetros clave más importantes, como es la resolución. En los sistemas MWP-LCI analizados en esta tesis doctoral existen dos factores clave que influyen directamente en el valor de la resolución: por un lado, el ancho de banda de la fuente óptica es la característica principal que determina qué resolución tiene el sistema MWP-LCI (ver Tabla 2.2), lo que experimentalmente se determina a través de la medida del ancho de banda de la resonancia de RF; por otro lado, el elemento dispersivo introduce, además de la dispersión cromática (φ_2), una dispersión de tercer orden (φ_3) que provoca el ensanchamiento y atenuación de la resonancia de RF cuando la fuente óptica aumenta considerablemente su ancho de banda [114, 129].

Con el objetivo de demostrar cómo afecta la TOD cuando se emplean fuentes ópticas con un perfil cuyo ancho de banda va aumentando, se propone la medida de la función de transferencia cuando se configura un perfil uniforme que aumenta progresivamente su valor en pasos de 8 nm, partiendo de un ancho inicial de 6.4 nm hasta un máximo de 38.4 nm. En la caracterización experimental de este apartado se ha empleado la estructura MWP-LCI avanzada (I) con modulación AM-DSB combinada con la fotodetección balanceada. Asimismo, se considera como elemento dispersivo un carrete de fibra SSMF-28 de 10 km con unas características de $\varphi_2 = -222 \text{ ps}^2$ y $\varphi_3 = 1.23 \text{ ps}^3$. Como muestra, se introduce un OPD en el interferómetro

de 3.1 mm. Los resultados tanto experimentales como de simulación se muestran en la Figura 4.31.

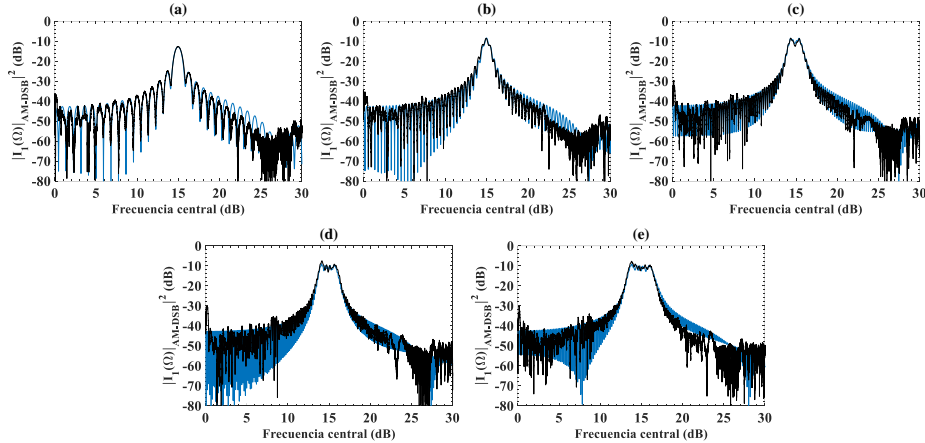


Figura 4.31. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene perfil uniforme y un ancho de (a) 6.4 nm, (b) 14.4 nm, (c) 22.4 nm, (d) 30.4 nm y (e) 38.4 nm.

En la progresión de figuras vista en la Figura 4.31 se puede observar claramente como la resonancia de RF generada en 15 GHz se ensancha conforme el ancho de banda de la fuente óptica aumenta su valor, haciendo que la resolución sea peor. En concreto, observamos una evidente pérdida de la forma de tipo *sinc*, provocando un ensanchamiento de la resonancia de RF. Asimismo, debería además apreciarse más claramente una pérdida de la amplitud de pico de la resonancia. Sin embargo, en la progresión de figuras vista se mantiene un nivel parecido en todos los escenarios. Este hecho se debe a que el aumento de ancho de banda de la fuente óptica provoca que se introduzca una mayor potencia óptica al sistema, aumentando la amplitud de la resonancia de RF, efecto que contrarresta la pérdida de amplitud por la TOD.

Como se ha comentado, la TOD del elemento dispersivo deteriora la resonancia de RF conforme aumenta el ancho de banda de la fuente óptica. Si nos centramos en las características de un sistema MWP-LCI, la propiedad clave que más sufre dicho efecto es la resolución. Para comprobar cómo le afecta, se ha medido el ancho a 3 dB de las resonancias de RF de la Figura 4.31. Además, se ha realizado la simulación numérica del valor de resolución en un escenario donde se considera un elemento dispersivo con TOD ($\varphi_3 \neq 0$) y en otro donde el elemento dispersivo no introduce TOD ($\varphi_3 = 0$). Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.32 [130]. Por otra parte, encontramos un efecto muy similar al de aumentar el ancho de banda de la fuente óptica cuando se mantiene dicho ancho y se varía el OPD introducido por el interferómetro. Por ello, en la Figura 4.33 se muestra el resultado de la medida de

la función de transferencia del sistema cuando se introducen unos OPDs de 1.1, 3.1 y 5.2 mm y la fuente posee un perfil uniforme de 38.4 nm. El resto de condiciones en la medida se mantienen respecto a las vistas para la Figura 4.31.

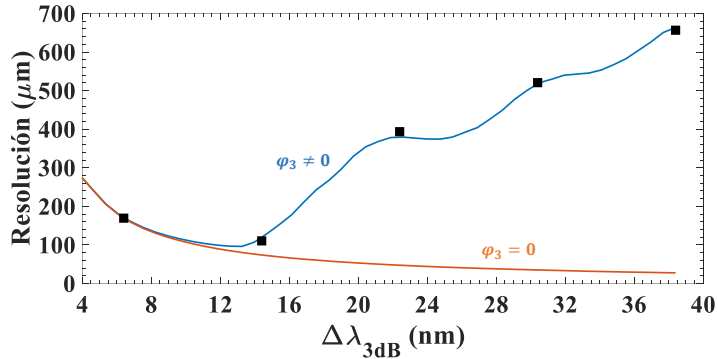


Figura 4.32. Resolución obtenida experimentalmente en función del ancho de banda de la fuente óptica ($\Delta\lambda$) cuando se cuenta con un elemento con TOD (puntos). Se incluye la simulación numérica de un escenario en el que el elemento dispersivo introduce TOD (línea azul), además de la simulación cuando dicho elemento no presenta TOD (línea naranja).

Apreciamos en la Figura 4.32 cómo cuando el elemento dispersivo presenta TOD (línea azul y puntos experimentales), la resolución aumenta su valor a partir de un valor de BW de la fuente óptica de 12-14 nm, llegando en el caso más extremo a tener un valor aproximado de 650 μm . Se observa, además, cómo la medida de los puntos experimentales corrobora dicho aumento de resolución. El comportamiento cuasi-lineal para anchos de banda más grande se debe al rizado que se genera cuando se distorsiona el perfil uniforme, ya que en ocasiones dicho rizado hace variar bruscamente el ancho a 3 dB de unas resonancias de RF a otras. Por el contrario, cuando el elemento dispersivo no introduce TOD (línea naranja) se obtiene el comportamiento esperado, donde el aumento del BW de la fuente óptica provoca una mejora de la resolución, en este caso alcanzando un valor mínimo de 28 μm .

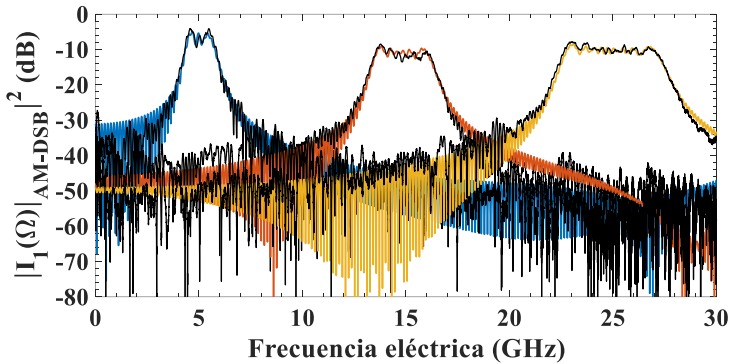


Figura 4.33. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (líneas de colores) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm y se introducen unos OPDs de 1.1 mm (línea azul), 3.1 mm (línea naranja), 5.2 mm (línea amarilla).

En la Figura 4.33, se puede observar que se generan tres resonancias de RF en las frecuencias de 5, 15 y 25 GHz como consecuencia del OPD introducido de 1.1, 3.1 y 5.2 mm, respectivamente. Además, es posible apreciar cómo conforme el OPD aumenta de valor, el efecto de ensanchamiento sobre la resonancia de RF es mayor, aun cuando se mantiene el valor del ancho de banda de la fuente óptica en 38.4 nm. Si se combina el análisis de la Figura 4.33 y lo visto en la Figura 4.31, es posible concluir que la TOD afecta a los sistemas MWP-LCI cuando se busca mejorar la resolución, y que, además, este efecto se observa en mayor o menor magnitud dependiendo de cuál sea el valor del OPD introducido por la muestra.

Tal como se ha analizado teóricamente en el apartado 3.6, la solución para compensar la TOD consiste en una modificación en la función del espejo presente en el brazo superior del interferómetro con el objetivo de que sea capaz de introducir una fase de signo contrario que sirva para contrarrestar el término que contiene la TOD. Recordando dicho análisis, se llega a la conclusión de que la fase que es necesaria introducir viene dada por la expresión:

$$\varphi_2^M = \frac{2\varphi_3 OPD}{\varphi_2 c_0} \quad (4.5)$$

Por este motivo, se necesita experimentalmente un dispositivo que introduzca una dispersión de segundo orden ajustable (las unidades de la Ec. (4.5) son de ps^2) y por ello se decide emplear uno de los productos de la empresa Finisar denominado WaveShaper 4000S (ver Figura 4.34).

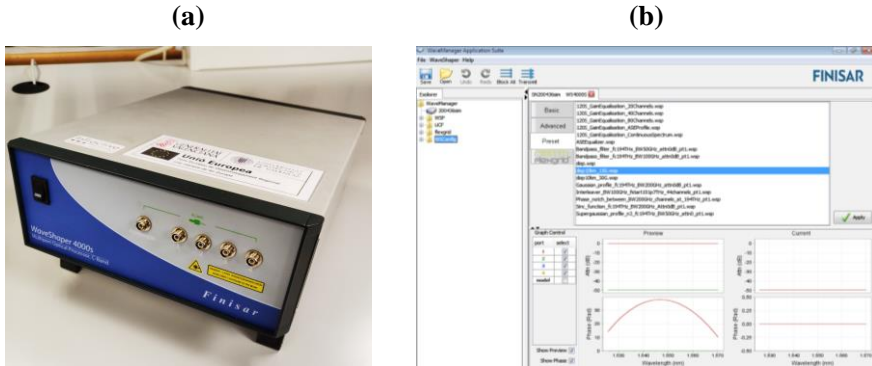


Figura 4.34. (a) WaveShaper 4000S. (b) Software de configuración.

Este dispositivo dispone de cuatro puertos ópticos bidireccionales capaces de modificar la amplitud y la fase de una señal óptica a través de una herramienta software. Además, dispone de un ancho de banda de trabajo de 38.5 nm, dividido en 5026 canales separados una distancia de 0.008 nm cuya longitud de onda central se sitúa en 1547.22 nm. Cada uno de estos canales se puede controlar independientemente para introducir una atenuación de hasta 50 dB. Sin embargo, la característica más relevante en nuestro caso es su posibilidad de introducir una dispersión cromática dentro del rango -100 a 100 ps². Tras la inclusión de este elemento, que denominaremos filtro de fase de aquí en adelante, dentro de la estructura MWP-LCI, el diagrama de bloques viene dado por el sistema mostrado en la Figura 4.35 [130].

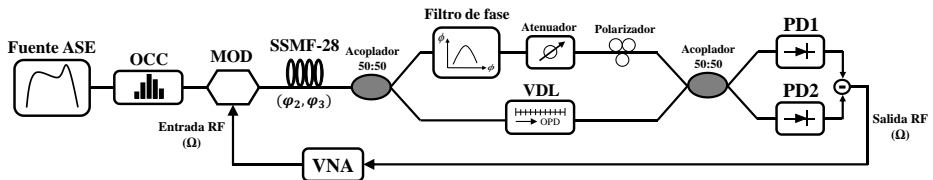


Figura 4.35. Estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada combinada con la incorporación de un filtro de fase en el brazo superior del interferómetro para compensar la TOD.

Para comprobar la efectividad de la técnica propuesta se realiza la medida de la función de transferencia de la estructura vista en la Figura 4.35 cuando no se emplea la técnica (Figura 4.36(a)) y cuando sí se utiliza (Figura 4.36(b)). En este caso se cuenta con un perfil uniforme de 38.4 nm de ancho de banda, una modulación AM-DSB, un elemento dispersivo SSMF-28 de 10 km con $\varphi_2 = -222$ ps² y $\varphi_3 = 1.23$ ps³ y un OPD introducido por el VDL de 3.1 mm. En el caso de la Figura 4.36(b) donde sí se emplea la técnica, se emplea un valor de $\varphi_2^M = -0.12$ ps² en el filtro de fase para realizar la compensación de la TOD.

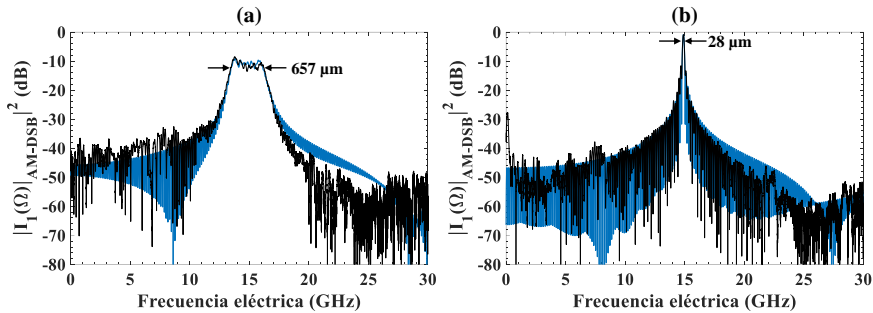


Figura 4.36. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm y (a) no se emplea la técnica de compensación y (b) sí se emplea la técnica de compensación de la TOD.

En la Figura 4.36(a) observamos de nuevo cómo la resonancia de RF generada alrededor de 15 GHz aparece afectada por la degradación causada por la TOD, obteniéndose en este caso un valor de resolución de 657 μm . Si nos centramos a continuación en la Figura 4.36(b) donde esta vez sí se emplea la técnica de compensación propuesta a través del filtro de fase, apreciamos cómo la resonancia de RF generada también alrededor de 15 GHz ha sido compensada. En primer lugar, se observa una clara mejora de la amplitud de pico, obteniéndose en este caso un aumento cercano a los 10 dB. Asimismo, se observa la compensación del efecto de ensanchamiento provocado por la TOD, lo que implica que la resonancia de RF posee un ancho de banda a 3 dB que coincide con su valor teórico, en este caso de 28 μm .

Si se particulariza la Ec. (4.5) se puede deducir que dentro del rango de frecuencias eléctricas (es decir, OPDs) existirá un punto de mayor compensación, ya que el filtro de fase emplea un valor concreto de φ_2^M para funcionar. Como consecuencia de realizar la compensación para un OPD específico, las resonancias de RF generadas fuera de dicho punto sufrirán de nuevo los efectos degradantes de la TOD, en mucha menor medida que en el caso de no aplicar la técnica de compensación, pero serán apreciables. Para observar mejor este efecto, se muestra en la Figura 4.37(a) tres funciones de transferencia independientes resultantes de introducir tres valores de OPDs diferentes, en concreto, 1.1, 3.1 y 5.2 mm cuando se realiza la compensación de la TOD en 15 GHz, es decir, se introduce en el filtro de fase un valor $\varphi_2^M = -0.12 \text{ ps}^2$. El resto de condiciones experimentales se mantienen idénticas a las vistas para la obtención de la Figura 4.36.

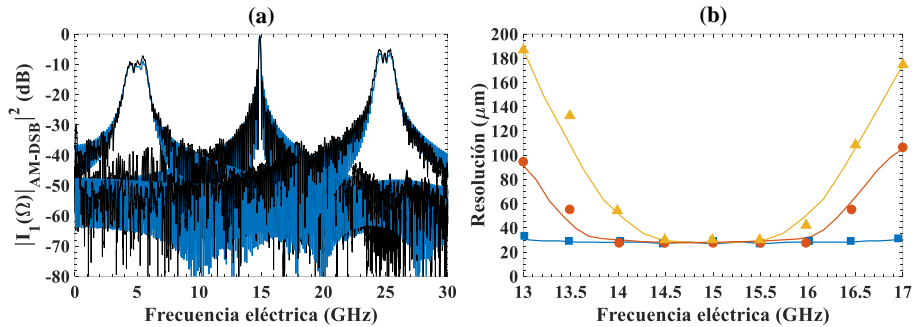


Figura 4.37. (a) Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (línea azul) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm, y se introducen tres OPDs diferentes mientras que la técnica de compensación se aplica en 15 GHz. (b) Resolución de las diferentes resonancias de RF generadas dentro del rango 13-17 GHz en función de la frecuencia eléctrica cuando se realiza la compensación en 15 GHz y para distintos elementos dispersivos: 10 km (línea y puntos azules), 20 km (línea y puntos naranjas), 30 km (línea y puntos amarillos).

Además, con el objetivo de comprobar los límites de la técnica propuesta se decide aplicar la compensación en 15 GHz y capturar la función de transferencia de las resonancias generadas dentro del rango 13-17 GHz para, a continuación, obtener su ancho de banda a 3 dB y resolución. Asimismo, se ha decidido considerar diferentes elementos dispersivos para observar cómo los diferentes valores de φ_3 afectan a dicha pérdida de resolución. Los resultados se muestran en la Figura 4.37(b).

Una vez demostrado el funcionamiento y características principales de la técnica de compensación de la TOD propuesta, se captura la función de transferencia del sistema cuando se introducen los OPDs de 1.1, 3.1 y 5.2 mm, contando con el mismo perfil de fuente y elemento dispersivo que se ha empleado en la Figura 4.33. Sin embargo, en este caso sí se aplica la técnica de compensación en cada uno de los OPDs introducidos. Para ello, se emplean unos valores de φ_2^M en el filtro de fase -0.04 ps^2 , -0.12 ps^2 y -0.2 ps^2 , respectivamente. Los resultados experimentales y de simulación se puede ver en la Figura 4.38.

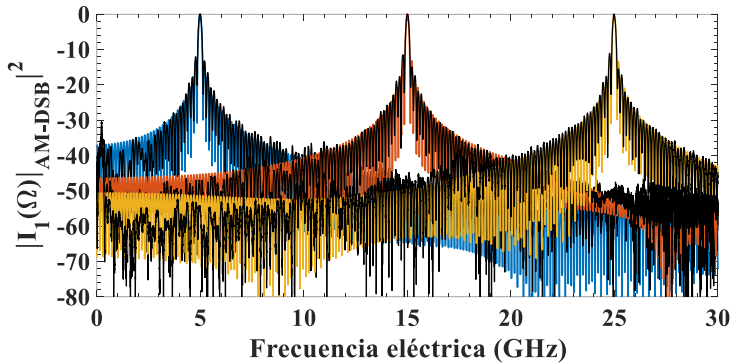


Figura 4.38. Resultados experimentales (línea negra) y teóricos (líneas de colores) de las diferentes funciones de transferencia resultantes de la estructura MWP-LCI avanzada (I) con detección balanceada cuando la fuente óptica tiene un perfil uniforme y un ancho de 38.4 nm, se introducen unos OPDs de 1.1 mm (línea azul), 3.1 mm (línea naranja), 5.2 mm (línea amarilla) y se aplica la técnica de compensación en cada uno de los OPDs independientemente.

Es posible observar en la Figura 4.38 que, al igual que ocurre en la Figura 4.33, se generan tres resonancias de RF localizadas en 5, 15 y 25 GHz, pero en este caso no se aprecia ningún efecto degradante provocado por la TOD gracias a la técnica de compensación aplicada. En este sentido, se logra un aumento del valor de amplitud de pico en torno a los 10 dB además de que las tres resonancias de RF logran alcanzar su valor de resolución teórica de 28 μm .

Por último, se realiza la medida de la resolución de las diferentes resonancias de RF cuando la fuente óptica cambia de ancho de banda desde 6.4 hasta 38.4 nm en saltos de 8 nm, de la misma manera que se ha realizado en la Figura 4.32, pero esta vez empleando la técnica de compensación. Las condiciones de medida experimentales son iguales que las empleadas en la Figura 4.32. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.39.

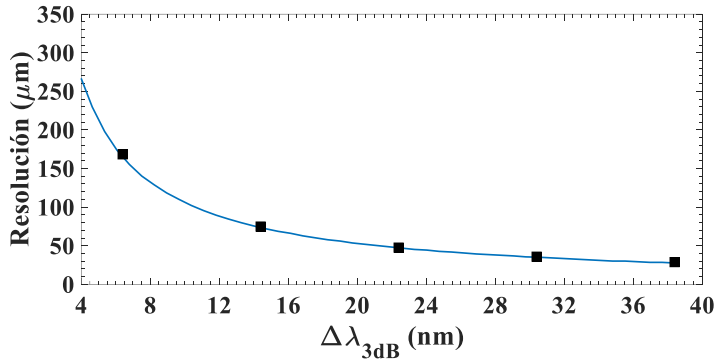


Figura 4.39. Resolución obtenida experimentalmente en función del ancho de banda de la fuente óptica ($\Delta\lambda$) cuando se cuenta con un elemento con TOD (puntos) pero se emplea la técnica de compensación. Se incluye la simulación numérica de un escenario en el que el elemento dispersivo no introduce TOD (línea azul).

En la Figura 4.39, observamos claramente como la técnica de compensación logra que las resonancias de RF generadas con los diferentes anchos de banda de fuente logren alcanzar su valor teórico, ajustándose a la perfección con la simulación numérica (línea azul) en un escenario con un elemento dispersivo sin TOD. Como se ha comentado en anteriores ocasiones, la resolución máxima alcanzada es de 28 μm .

De este modo, en este apartado se ha propuesto una técnica de compensación de la TOD, principal efecto degradante de la resolución y de la sensibilidad cuando se incrementa el ancho de la fuente óptica. Además de la gran concordancia de las medidas experimentales y las simulaciones teóricas, se ha comprobado que es posible alcanzar los valores de resolución teórica en cualquier escenario, sea cual sea el ancho de la fuente óptica o el OPD introducido por la muestra.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones

En esta tesis doctoral se ha propuesto una mejora a los sistemas de interferometría de baja coherencia (LCI) a través de su combinación con el campo de la fotónica de microondas (MWP) generando de esta forma una nueva técnica denominada como MWP-LCI. Las ventajas que aporta el campo MWP, como la mejor estabilidad del patrón de interferencia o la facilidad de implementar técnicas típicas de fotónica de microondas a MWP-LCI para mejorar las prestaciones de LCI, permiten que se pueda desarrollar un conjunto de estructuras alternativas a la técnica tradicional LCI para mejorar sus propiedades.

Tras la revisión del estado del arte de la técnica tradicional LCI y la introducción de la estructura MWP-LCI típica, presentada como analogía en el capítulo 2, se puede afirmar que existe una correspondencia clara entre las técnicas LCI y MWP-LCI, ya que en ambas se ha demostrado la posibilidad de adquirir la información estructural de la muestra tras el análisis del patrón de interferencia, bien en el dominio óptico (LCI) o bien en el dominio eléctrico (MWP-LCI). Además, tras presentar la analogía se han descrito los parámetros clave tanto en LCI como en MWP-LCI, buscando la correspondencia entre ambas y obteniendo unas definiciones muy similares, lo que prueba de nuevo la equivalencia que existe entre ambas técnicas.

Posteriormente, se ha centrado el capítulo 3 en el estudio teórico completo de las estructuras MWP-LCI propuestas en esta tesis, además del análisis de algunos elementos concretos de estas estructuras, como el modelo de muestra, la fuente óptica y el elemento dispersivo. A continuación, se resumen las principales conclusiones obtenidas a partir de lo visto en el capítulo 3:

- Se ha realizado un estudio teórico completo de la estructura propuesta como analogía, denominada como estructura MWP-LCI típica. La obtención de su función de transferencia muestra cómo la contribución relacionada con la banda base (BB) y la relacionada con la muestra (LCI) están afectadas por el efecto de supresión de portadora (CSE) limitando severamente el rango de operación de la estructura. De este modo, tanto con una modulación AM-DSB como PM, las resonancias de RF generadas se ven atenuadas o suprimidas cuando se originan en posiciones cercanas a los nulos del CSE. En lo referente a las diferencias entre AM-DSB y PM, se ha visto cómo la inexistencia del punto de polarización en los moduladores PM supone una mejora de al menos 3 dB respecto al formato AM-DSB. Sin embargo, sea cual sea la modulación considerada, la existencia de un término de banda base y el CSE hacen que esta estructura se vea altamente limitada en rango de operación y sensibilidad.
- Como alternativa a los formatos de modulación AM-DSB y PM se ha propuesto el uso de la modulación AM-SSB, una de las soluciones más

comunes en el campo MWP para eliminar el CSE. Tras la obtención de la función de transferencia teórica en ese caso, se ha podido comprobar que las resonancias de RF relacionadas con la muestra no están ya afectadas por el CSE, aumentando el rango de operación de los sistemas MWP-LCI y, por tanto, su profundidad de penetración. No obstante, el uso de dicho formato supone el incremento de la complejidad en la etapa de modulación, ya que hace necesario, por ejemplo, el uso de acopladores híbridos de RF.

- Se ha propuesto una estructura MWP-LCI avanzada (I) donde el modulador se sitúa delante del interferómetro. Esta nueva estructura conlleva un aumento de la complejidad para encontrar su función de transferencia teórica. Por ello, se plantean dos casos en los que se simplifica el desarrollo matemático asociado. En primer lugar, se emplea el formato de modulación AM-SSB, con el cual se ha podido observar que es posible mantener la generalidad de la función de transferencia de la muestra estudiada. Además, tras la realización de simulaciones numéricas se ha comprobado que el CSE no afecta a la función de transferencia final, ya que se emplea el formato AM-SSB. En segundo lugar, se plantea un modelo característico de muestra, basado en una muestra de una capa. Tras la aplicación de dicho modelo, es posible obtener una expresión final que describe la amplitud del primer armónico, como se realiza en previos desarrollos. Como conclusión fundamental de la aplicación de este modelo de muestra se ha podido comprobar que el CSE se evita alrededor de la posición en la cual se genera la información relacionada con la muestra, evitándose la limitación en el rango de operación asociada. Finalmente, también se ha propuesto el cambio del tipo de detector a uno balanceado, comprobándose que de esta forma es posible reducir notablemente la contribución BB, aumentando así el rango de operación de la estructura ya que el término de DC es reducido. Por tanto, se ha demostrado que mediante el uso de la estructura MWP-LCI avanzada (I) es posible evitar el CSE y eliminar el término de DC, obteniéndose así un rango de operación totalmente libre de efectos limitantes.
- Finalmente, se ha propuesto la estructura MWP-LCI avanzada (II), en la que se sitúa el modulador dentro del interferómetro, en concreto, en el brazo contrario a la muestra. La obtención de la función de transferencia en este caso muestra cómo las contribuciones BB y LCI dependen de factores diferentes. En otras palabras, los efectos limitantes, como el CSE, afectan de manera distinta a ambas contribuciones. En el caso de considerar una modulación AM-DSB, se ha demostrado mediante diferentes simulaciones numéricas que la contribución LCI no está limitada por el CSE de forma inherente debido a la localización del modulador dentro del interferómetro. Además, la amplitud de las resonancias de RF es 3 dB superior a la del resto de estructuras. Por otro lado, gracias a las características de la estructura, se

ha demostrado que el uso de la modulación AM-DSBSC permite eliminar por completo la contribución BB, suprimiendo de esta forma el término de DC generado en el origen de frecuencias. Si en cambio se utiliza una modulación PM se ha mostrado también cómo el nulo en el origen de frecuencias que posee el CSE para el caso PM realiza un filtrado del término de DC. En este sentido, ya que la contribución LCI no está afectada por el CSE, la información de la muestra que se genere en torno al origen de frecuencias no se verá afectada por dicho nulo, permitiendo su correcta medida.

- Se ha realizado el estudio teórico de un modelo de muestra característico basada en n capas discretas, mostrando cómo este tipo de muestras generan un término de auto-reflexiones provocado por la reflexión múltiple del haz de luz en el interior de la muestra, cuya respuesta en el espectro puede ser altamente limitante para la correcta medida de la información de la muestra. Posteriormente se ha obtenido cada una de las funciones de transferencia asociadas a las estructuras MWP-LCI propuestas cuando se considera el modelo multicapa, realizándose además las simulaciones correspondientes para comprobar su comportamiento. En este sentido, se ha demostrado que únicamente existen dos situaciones en las que no se obtiene el término de auto-reflexión. Por un lado, mediante el uso de la estructura MWP-LCI avanzada (I) y la fotodetección balanceada se logra eliminar la contribución BB, responsable del término de DC y del término de auto-reflexiones. Por otro lado, la estructura MWP-LCI avanzada (II) origina una contribución BB diferente al resto de estructuras, de forma que, inherentemente, no existe el término de auto-reflexiones.
- Como propuesta de fuente óptica alternativa, se ha realizado el estudio teórico de un sistema MWP-LCI considerando una fuente óptica pulsada. Entre sus mayores ventajas se pueden destacar su mayor potencia de salida y su capacidad de ofrecer un perfil óptico fijo. Entre las conclusiones arrojadas por este estudio destaca la obtención de una respuesta periódica del espectro eléctrico (FSR), relacionada principalmente con la periodicidad de los pulsos en la fuente pulsada. Esta repetición del espectro implica una limitación en el rango de operación de un sistema MWP-LCI en el caso de que la repetición entre pulsos fuera suficientemente alta (>100 GHz). A pesar de ello, las ventajas que ofrecen este tipo de fuentes frente a otras como la fuente ASE, permiten que exista una buena alternativa, aunque aún es necesario llevar a cabo un mayor desarrollo.
- Finalmente, se ha realizado un análisis teórico de la implicación que tiene un elemento dispersivo real, es decir, considerando la dispersión de tercer orden (TOD), dentro de un sistema MWP-LCI. En dicho análisis se ha comprobado

como la TOD provoca el ensanchamiento y atenuación de las resonancias de RF asociadas a la muestra, lo que implica una pérdida de resolución y de sensibilidad, respectivamente. Este efecto se hace aún más evidente cuando se incrementa el ancho de banda de la fuente óptica en busca de la mejora de la resolución. En este sentido, y con el objetivo de mejorar la resolución del sistema, se ha propuesto una técnica de compensación de la TOD generada por el sistema MWP-LCI a través de un cambio de funcionalidad en el espejo del interferómetro, convirtiéndose en un filtro de fase. En este sentido, mediante la introducción de cierto valor de dispersión cromática en dicho filtro de fase es posible eliminar el término responsable del ensanchamiento y atenuación de las resonancias de RF, compensando así los efectos provocados por la TOD y obteniendo los valores de resolución teórica.

En el capítulo 4 se ha llevado a cabo la corroboración experimental de todas las estructuras MWP-LCI propuestas y se han caracterizado a través de sus parámetros clave en términos de sensibilidad, resolución y rango de operación. Además, se ha validado todo el estudio realizado sobre muestras multicapa, fuentes ópticas pulsadas y la técnica de compensación de la TOD. Se resumen a continuación las principales conclusiones obtenidas en este capítulo:

- La medida experimental de la función de transferencia de la estructura MWP-LCI típica considerando las modulaciones AM-DSB y PM demuestra cómo efectivamente los nulos del CSE provocan la desaparición de las resonancias de RF cuando ambos eventos coinciden en frecuencias eléctricas muy próximas. En cuanto a los parámetros MWP-LCI en el caso AM-DSB, se han obtenido unas sensibilidades máximas de 50 dB, con desvanecimientos puntuales que coinciden con los nulos del CSE. En cuanto a la resolución, la fuente óptica empleada de 8.8 nm resulta en un valor de 121 μm , mientras que, mediante el elemento dispersivo empleado, se alcanza un rango de operación de 1 cm, limitado por los nulos del CSE. Asimismo, se ha realizado la caracterización de dicha estructura cuando se emplea una modulación AM-SSB. En este caso, se ha demostrado que tanto la sensibilidad como el rango de operación permanecen libres del CSE. Se ha obtenido una sensibilidad sólo limitada por el término de DC y con unos máximos sobre los 50 dB, mientras que se ha demostrado un rango de operación continuo y alcanzando 1 cm de profundidad de penetración máxima, que se corresponde con los valores típicos que alcanzan los sistemas de OCT actuales. Sin embargo, como ya se ha comentado en previas ocasiones, una de las ventajas clave de la técnica MWP-LCI es su facilidad de aumentar la profundidad de penetración mediante la modificación del parámetro φ_2 del elemento dispersivo. En cuanto a la modulación PM, de nuevo se observa que la sensibilidad está muy condicionada por los nulos del CSE obteniéndose experimentalmente unos máximos de 40 dB. La

resolución en este caso resulta ser exactamente la misma que en el caso AM-DSB ya que se considera la misma fuente de 8.8 nm, dando lugar a una resolución de 121 μm . Por último, el rango de operación de nuevo está limitado por los nulos del CSE alcanzando en este caso los 5 mm, ya que se ha empleado un elemento dispersivo diferente respecto al caso AM-DSB. De esta forma se ha demostrado que esta estructura MWP-LCI es viable siempre y cuando se trabaje en un rango de operación limitado por los nulos del CSE y teniendo en cuenta que las sensibilidades alcanzadas no son demasiado altas. Como parte positiva, es una de las estructuras MWP-LCI más simples desde el punto de vista puramente estructural.

- Se ha realizado la caracterización experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I). Se ha demostrado como este sistema hace que, de forma inherente, las resonancias de RF no estén afectadas por el CSE, siguiendo el análisis del apartado 3.2. En cuanto a la caracterización de la estructura a través de sus parámetros clave, los resultados obtenidos se muestran para dos casos diferentes: considerando una fotodetección simple y una fotodetección balanceada, afectando este cambio únicamente a la sensibilidad. De esta forma, se ha demostrado como la alta reducción del término de DC empleando una detección balanceada hace que la sensibilidad aumente considerablemente en OPDs bajos, además de obtenerse una mejora inherente de 6 dB. De este modo, se ha obtenido una sensibilidad casi constante en todo el rango medido, superando los 60 dB. Para la medida experimental se ha considerado una fuente de 8.8 nm, lo que permite alcanzar una resolución de 121 μm , mientras que el rango de operación para el elemento dispersivo empleado se sitúa en 5 mm. Por tanto, esta estructura MWP-LCI avanzada (I) aventaja a la estructura MWP-LCI típica propuesta como analogía ya que se evita el CSE de manera inherente. Asimismo, gracias a la detección balanceada es posible, además, eliminar el término de DC, obteniendo así unas grandes prestaciones.
- Tras la medida experimental de la función de transferencia de la estructura MWP-LCI avanzada (II), se ha demostrado que de forma inherente esta estructura evita el CSE y que, además, el uso de la modulación AM-DSBSC o PM logran eliminar el término de DC, bien mediante la cancelación de la contribución BB o mediante el filtrado generado por el CSE, respectivamente. En cuanto a los parámetros clave en esta estructura se ha obtenido una sensibilidad para el caso AM-DSBSC que varía entre 50 y 65 dB dependiendo del OPD concreto que se adquiera. Para PM, la sensibilidad demostrada es algo menor debido a que la contribución BB no es eliminada completamente, existiendo más ruido. En este caso, se obtienen unos valores que varían entre 40 y 50 dB dentro del rango medido. Respecto a la resolución, se observa en ambos casos un valor de 121 μm ya que la fuente

óptica posee un ancho de banda de 8.8 nm. Por último, el rango de operación es también idéntico en ambos formatos de modulación, obteniéndose una profundidad máxima por encima de 1 cm. De esta forma, se ha demostrado las excelentes capacidades de esta estructura MWP-LCI avanzada (II) que evita las dos principales limitaciones de la estructura propuesta como analogía y de forma más simple que la estructura MWP-LCI avanzada (I) combinada con la detección balanceada.

- En el caso de las muestras multicapa, en primer lugar, se ha realizado la caracterización experimental para la estructura MWP-LCI avanzada (I). En este caso, se ha considerado una detección simple, apreciándose la generación de un término de auto-reflexión, y una detección balanceada, donde la eliminación de la contribución BB permite que se elimine también el término de auto-reflexión. Por otro lado, se ha demostrado el funcionamiento de la estructura MWP-LCI avanzada (II) combinada con una muestra multicapa donde se ha comprobado que no se genera ningún término de auto-reflexión ya que la contribución BB varía respecto a lo visto en estructuras anteriores. Asimismo, se ha realizado la demostración de un sistema MWP-LCI asociado al campo del sensado mediante la multiplexación de N cabezas sensoras. De esta forma se prueba la viabilidad de este tipo de estructuras para aplicaciones concretas como el sensado.
- Se ha propuesto además un sistema MWP-LCI combinado con la técnica de multiplexación por subportadora (SCM), válido tanto para muestras de una sola capa como multicapa. En este sentido, se ha demostrado una mejora en el tiempo de barrido directamente proporcional al número de subportadoras empleado. En concreto, se ha demostrado experimentalmente para el caso de 2 subportadoras lo que ha permitido reducir el tiempo de barrido a la mitad.
- Ha sido demostrado el uso de fuentes pulsadas en sistemas MWP-LCI, contando con una fuente de 5.5 nm de ancho de banda y cuyas líneas espectrales se encuentran separadas 100 MHz. En este caso se ha realizado la caracterización experimental de la estructura MWP-LCI avanzada (I) y detección balanceada contando con dicha fuente pulsada. En las funciones de transferencias obtenidas se ha comprobado el correcto funcionamiento de esta fuente, al igual que se han obtenido una sensibilidad de 55 dB y una resolución de 128 μm , valores apropiados para la configuración experimental realizada.
- Finalmente, se han demostrado experimentalmente los efectos creados por un elemento dispersivo real que presenta, de forma inherente, TOD. En este sentido, se ha demostrado mediante la captura de diferentes funciones de transferencia, en las que se aumenta progresivamente el ancho de banda de

la fuente óptica, que existe un ensanchamiento y atenuación de las resonancias de RF afectando de esta forma a la sensibilidad y resolución. Como solución, se ha llevado a cabo la prueba experimental de la técnica de compensación de la TOD propuesta en el capítulo 3. Mediante un cambio en la funcionalidad del espejo de referencia a filtro de fase se ha podido demostrar un sistema MWP-LCI donde existe una completa compensación de los efectos degradantes causados por la TOD, obteniendo los valores teóricos de resolución deseados. Para una fuente óptica de 38.5 nm de ancho de banda, se han alcanzado las 28 μm de resolución.

5.2. Líneas futuras

A continuación, se plantean las líneas de investigación y desarrollo que quedan abiertas acerca de los sistemas MWP-LCI:

- En esta tesis doctoral se han propuesto y demostrado diferentes estructuras MWP-LCI siendo la que mejores prestaciones posee la estructura MWP-LCI avanzada (II). Resultaría interesante combinar dicha estructura con la técnica de compensación de la TOD vista en el apartado 3.6 y 4.6 además de considerar una fuente muy ancha para obtener unos parámetros clave mejores que los presentados.
- Sería necesario continuar profundizando en el tipo y características de la fuente óptica empleada, ya que es un elemento crucial dentro de las estructuras MWP-LCI, sobre todo en términos de resolución. En este sentido, las fuentes supercontinuas o de luz blanca pueden ser una excelente alternativa. Asimismo, resultaría interesante realizar un estudio de cómo varía la sensibilidad del sistema en función de diferentes perfiles ópticos como *sinc* o Hamming.
- Otra de las partes clave en las estructuras MWP-LCI es el elemento dispersivo, cuyo rol siempre se ha cubierto con un carrete de fibra óptica monomodo. Este tipo de elementos resultan voluminosos en tamaño cuando se necesita alcanzar dispersiones muy altas, por lo que resultaría interesante realizar una búsqueda y estudio de nuevos elementos dispersivos para combinar con las estructuras MWP-LCI que resulten más compactos.
- Otro de los aspectos interesantes en la continuación del trabajo sería trasladar los sistemas MWP-LCI propuestos a la medida de muestras reales. Se debería estudiar la adaptación estructural del interferómetro para realizar medidas en espacio libre con una muestra real y obtener diferentes funciones de transferencia de distintas muestras.

- En la técnica de compensación de la TOD propuesta, uno de los puntos críticos es la dependencia del valor de compensación con el OPD introducido por la muestra. La muestra es el elemento desconocido del sistema, por lo que estimar el OPD que va a introducir es imposible. En este sentido, podría realizarse un algoritmo iterativo de mejora de la resolución. A partir de sucesivos escaneos de la muestra, se podría centrar la medida en una capa o punto concreto sabiendo qué OPD se necesita. De este modo se obtendría una máxima resolución en la zona de interés.
- Uno de los campos de aplicación de LCI que también puede resultar interesante para los sistemas MWP-LCI es el de la caracterización de muestras birrefringentes, es decir, sensibles a la polarización de la luz. En este caso, se podría realizar las modificaciones necesarias para adaptar uno de los sistemas MWP-LCI propuestos para este propósito y comprobar sus capacidades.

Publicaciones científicas del autor

Artículos en revistas científicas

- [1] **J. Benítez**, M. Bolea y J. Mora, "High-Performance Low Coherence Interferometry Using SSB Modulation," en *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 90-93, 2017.
- [2] **J. Benítez**, J. Mora y M. Bolea, "SCM Adaptation to Improve Scanning Rate in RF Interferometry Applications," en *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 12, pp. 999-1002, 2017.
- [3] **J. Benítez**, M. Bolea, y José Mora, "Demonstration of multiplexed sensor system combining low coherence interferometry and microwave photonics," en *Optics Express*, vol. 25, no. 11, pp. 12182-12187, 2017.
- [4] **J. Benítez** y J. Mora, "Sensitivity Enhancement for Low-Coherence Interferometry," en *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 20, pp. 1735-1738, 2017.
- [5] **J. Benítez** y J. Mora, "Low coherence interferometry using microwave photonics for multilayered samples," en *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4611-4617, 2018.
- [6] **J. Benítez** y J. Mora, "Advanced RF Interferometry Structure for Improving Operation Range," en *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, no. 18, pp. 1637-1640, 2018.

Contribuciones en conferencias nacionales e internacionales

- [1] M. Bolea, **J. Benítez**, J. Mora, y J. Capmany, "Advanced Microwave Photonic Structure for Low Coherence Interferometry," en *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, San José, EEUU, ATu3J.6, 2016.

- [2] **J. Benítez**, M. Bolea, J. Mora y J. Capmany, "Real-time Microwave Photonic technique for Low-Coherence Interferometry applications," en *18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Trento, Italia, Mo. B5.5, 2016.
- [3] **J. Benítez**, M. Bolea, J. Mora y J. Capmany, "High Performance Low-Coherence Interferometry based on SSB modulation," en *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Madrid, España, pp. 1-4, 2016.
- [4] **J. Benítez**, M. Bolea, J. Mora y J. Capmany, "Interferometría de Baja Coherencia para aplicaciones en tiempo real basada en Fotónica de Microondas," en *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Madrid, España, pp. 1-4, 2016.
- [5] **J. Benítez**, M. Bolea y J. Mora, "Analysis of key parameters in MWP-LCI systems," en *19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Girona, España, Tu. C5.2, 2017.
- [6] **J. Benítez** y J. Mora, "Scanning rate improvement for RF interferometry applications through SCM adaptation," en *X Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL)*, Santiago de Compostela, España, 2017.
- [7] **J. Benítez**, H. Muñoz-Marco P. Pérez-Millán y J. Mora, "Optical sources for high measurement range in low coherence interferometry," en *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Cartagena, España, pp. 1-4, 2017.
- [8] **J. Benítez** y J. Mora, "Third-order dispersion compensation for resolution enhancement in RF interferometry," en *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucarest, Rumanía, We.C5.4, 2018.
- [9] **J. Benítez** y J. Mora, "Optimización del rango de operación en aplicaciones de Interferometría RF," en *XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Granada, España, pp. 1-4, 2018.

Referencias Bibliográficas

- [1] N. Sabri, S. A. Aljunid, M. S. Salim, R. B. Ahmad y R. Kamaruddin, «Toward Optical Sensors: Review and Applications,» *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 423, pp. 1-7, 2013.
- [2] H. F. Pei, J. H. Yin y W. Jin, «Development of novel optical fiber sensors for measuring tilts and displacements of geotechnical structures,» *Measurement Science and Technology*, vol. 24, pp. 1-10, 2013.
- [3] «<https://www.azonano.com/article.aspx?ArticleID=4821>,» [En línea].
- [4] J. Zoran, «Optical Chemical Sensors for Industrial Applications,» de *X International Symposium on Industrial Electronics*, Banja Luka, Bosnia y Herzegovina , 2014.
- [5] J. Rossmann, N. Hempe, M. Emde y T. Steil, «A Real-Time Optical Sensor Simulation Framework for Development and Testing of Industrial and Mobile Robot Applications,» de *ROBOTIK 2012*, Múnich, Alemania, 2012.
- [6] J. Holmes, «In vivo real-time optical coherence tomography imaging of *Drosophila* for cardiovascular research,» *Nature Methods*, vol. 6, pp. 3-4, 2009.
- [7] J. Dakin, «Multiplexed and distributed optical fibre sensor systems,» *Journal of Physics: Scientific Instruments*, vol. 20, n° 8, pp. 954-967, 1987.
- [8] Y. Weng, E. Ip, Z. Pan y W. T., «Advanced spatial-division multiplexed measurement systems propositions-From telecommunication to sensing applications: a review,» *Sensors*, vol. 16, n° 9, pp. 1-35, 2016.
- [9] A. Van Newkirk, J. E. Antonio-Lopez, G. Salceda-Delgado, M. U. Piracha, A.-C. R. y A. Schülzgen, «Multicore Fiber Sensors for Simultaneous

- Measurement of Force and Temperature,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, n° 14, pp. 1523-1526, 2015.
- [10] L. Gan, «Spatial-division multiplexed Mach–Zehnder interferometers in heterogeneous multicore fiber for multiparameter measurement,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, n° 1, pp. 1-8, 2016.
- [11] M. T. Hill y M. C. Gather, «Advances in small lasers,» *Nature Photonics*, vol. 8, pp. 908-918, 2014.
- [12] A. Aldalbahi, E. Li, M. Rivera, R. Velazquez, T. Altalhi, X. Peng y P. X. Feng, «A new approach for fabrication of SiC based photodetectors,» *Scientific Reports*, vol. 6, pp. 1-10, 2016.
- [13] G. Berkovic y E. Shafir, «Optical methods for distance and displacement measurements,» *Advances in Optics and Photonics*, vol. 4, pp. 441-471, 2012.
- [14] B. Culshaw, «Optical systems and sensors for measurement and control,» *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 16, n° 10, pp. 978-986, 1983.
- [15] I. P. Giles, S. McNeill y B. Culshaw, «A stable remote intensity based optical fiber sensor,» *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 18, n° 6, pp. 502-504, 1985.
- [16] A. Wang, «Split-spectrum intensity-based optical fiber sensors for measurement of microdisplacement, strain, and pressure,» *Applied Optics*, vol. 35, pp. 2595-2601, 1996.
- [17] T. R. Corle, C. H. Chou y G. S. Kino, «Depth response of confocal optical microscopes,» *Optics Letters*, vol. 11, pp. 770-772, 1986.
- [18] J. Plucinski, R. Hyszer, P. Wierzba, M. Strakowski, M. Jedrzejewska-Szczerska, M. Maciejewski y B. Kosmowski, «Optical low-coherence interferometry for selected technical applications,» *Bulletin of the Polish Academy of Sciences*, vol. 56, n° 2, pp. 155-172, 2008.

-
- [19] M. Wojtkowski, «High-speed optical coherence tomography: basics and applications,» *Applied Optics*, vol. 49, n° 16, pp. 30-61, 2010.
- [20] A. G. Podoleanu, «Optical Coherence Tomography,» *Journal of Microscopy*, vol. 247, n° 3, pp. 209-219, 2012.
- [21] P. A. Flourney, R. W. McClure y G. Wyntjes, «White-Light Interferometric Thickness Gauge,» *Applied Optics*, vol. 11, n° 9, pp. 1907-1915, 1972.
- [22] S. A. Al-Chalabi, B. Culshaw y D. E. N. David, «Partially coherent sources in interferometric sensors,» de *First International Conference Optical Fibre Sensors*, Londres, Reino Unido, 1983.
- [23] T. Bosselmann y R. Ulrich, «High-accuracy position-sensing with fibre-coupled white-light interferometers,» de *Second International Conference Optical Fibre Sensors*, Berlín, Alemania, 1984.
- [24] G. Beheim, K. Fritsch y R. N. Poorman, «Fiber-linked interferometric pressure sensor,» *Review of Scientific Instruments*, vol. 58, pp. 1655-1657, 1987.
- [25] G. Beheim, «Fibre-Optic Thermometer using semiconductor-etalon sensor,» *Electronic Letters*, vol. 22, n° 5, pp. 238-239, 1986.
- [26] G. Kotrotsios, «White-light interferometry for distributed sensing on dual mode fibres monitoring,» de *6th International Conference on Optical Fibre Sensors*, París, Francia, 1989.
- [27] K. Takada, I. Yokohama, K. Chida y J. Noda, «New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique,» *Applied Optics*, vol. 26, n° 9, pp. 1603-1606, 1987.
- [28] B. L. Danielson y C. D. Whittenberg, «Guided-wave reflectometry with micrometer resolution,» *Applied Optics*, vol. 26, n° 14, pp. 2836-2842, 1987.

- [29] A. F. Fercher, K. Mengedoht y W. Werner, «Eye-length measurement by interferometry with partially coherent light,» *Optics Letters*, vol. 13, n° 3, pp. 186-188, 1988.
- [30] D. Huang, E. Swanson, C. P. Lin, J. S. Schuman, W. G. Stinson, W. Chang, M. R. Hee, T. Flotte, K. Gregory, C. A. Puliafito y J. G. Fujimoto, «Optical Coherence Tomography,» *Science*, vol. 254, n° 5035, pp. 1178-1181, 1991.
- [31] R. F. Spaide, J. M. Klanchnik y M. J. Cooney, «Retinal Vascular Layers Imaged by Fluorescein Angiography and Optical Coherence Tomography Angiography,» *JAMA Ophthalmology*, vol. 133, n° 1, p. 45–50, 2015.
- [32] A. M. Hagag y D. Huang, «Optical Coherence Tomography Angiography in Neuro-Ophthalmology,» *Journal of Neuro-Ophthalmology*, vol. 37, n° 4, pp. 355-357, 2017.
- [33] L. Themstrup, «Validation of Dynamic optical coherence tomography for non-invasive, in vivo microcirculation imaging of the skin,» *Microvascular Research*, vol. 107, pp. 97-105, 2016.
- [34] A. Levine, K. Wang y O. Markowitz, «Optical Coherence Tomography in the Diagnosis of Skin Cancer,» *Dermatologic Clinics*, vol. 35, n° 4, pp. 465-488, 2017.
- [35] W. Drexler, U. Morgner, R. K. Ghanta, K. F. X. y J. S. Schuman, «Ultrahigh-resolution ophthalmic optical coherence tomography,» *Nature Medicine*, vol. 7, n° 4, pp. 502-507, 2001.
- [36] R. M. Werkmeister, «Ultrahigh-resolution OCT imaging of the human cornea,» *Biomedical Optics Express*, vol. 8, n° 2, pp. 1221-1239, 2017.
- [37] P. Targowski y M. Iwanicka, «Optical Coherence Tomography: its role in the non-invasive structural examination and conservation of cultural heritage objects—a review,» *Applied Physics A: Materials Science and Processing*, vol. 106, pp. 265-277, 2012.

-
- [38] D. Stifter, «Beyond biomedicine: a review of alternative applications and developments for optical coherence tomography,» *Applied Physics B*, vol. 88, pp. 337-357, 2007.
- [39] «<https://www.medlumics.com/>,» [En línea].
- [40] «<https://photonics.care/>,» [En línea].
- [41] J. Capmany y D. Novak, «Microwave Photonics combine two worlds" Nature Photonics,» *Nature Photonics*, vol. 1, n° 6, pp. 319-330, 2007.
- [42] D. Novak, «Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems,» *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, n° 1, pp. 1-11, 2016.
- [43] X. Yang, «Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications,» *Optics Express*, vol. 22, pp. 869-877, 2014.
- [44] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret y S. Sales, «Microwave photonic signal processing,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 571-586, 2013.
- [45] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega y J. Capmany, «Photonic arbitrary waveform generation applicable to multiband UWB communications,» *Optics Express*, vol. 18, pp. 26259-26267, 2010.
- [46] W. Li y J. Yao, «Investigation of Photonically Assisted Microwave Frequency Multiplication Based on External Modulation,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 11, pp. 3259-3268, 2010.
- [47] A. Ruiz-Alba, «Microwave Photonics Parallel Quantum Key Distribution,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, n° 3, pp. 931-942, 2012.

- [48] E. A. Swanson y J. G. Fujimoto, «The ecosystem that powered the translation of OCT from fundamental research to clinical and commercial impact,» *Biomedical Optics Express*, vol. 8, n° 3, pp. 1638-1664, 2017.
- [49] D. Marpaung, C. Roeloffzen, R. Heideman, A. Leinse, S. Sales y J. Capmany, «Integrated microwave photonics,» *Laser Photonics Reviews*, vol. 7, n° 4, pp. 506-538, 2013.
- [50] S. Iezekiel, M. Burla, J. Klamkin, D. Marpaung y C. J., «RF Engineering Meets Optoelectronics: Progress in Integrated Microwave Photonics,» *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, n° 8, pp. 28-45, 2015.
- [51] C. R. Fernández-Pousa, J. Mora, H. Maestre y P. Corral, «Radio-frequency low-coherence interferometry,» *Optics Letters*, vol. 39, n° 12, pp. 3634-3637, 2014.
- [52] J. A. Izzat y M. A. Choma, «Theory of Optical Coherence Tomography,» de *Optical Coherence Tomography: Technology and applications*, 2008, pp. 47-72.
- [53] A. F. Fercher, W. Drexler, C. K. Hitzenberger y T. Lasser, «Optical Coherence Tomography - principles and applications,» *Reports on Progress in Physics*, vol. 66, n° 2, pp. 239-303, 2003.
- [54] L. Froehly y J. Miteau, «Supercontinuum sources in optical coherence tomography: A state of the art and the application to scan-free time domain correlation techniques and depth dependant dispersion compensation,» *Optical Fiber Technology*, vol. 18, n° 5, pp. 411-419, 2012.
- [55] P. H. Tomlins y R. K. Wang, «Theory, developments and applications of optical coherence tomography,» *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 38, pp. 2519-2535, 2005.
- [56] U. Morgner, W. Drexler y J. Fujimoto, «In vivo ultrahigh-resolution optical coherence tomography,» *Optics Letters*, vol. 24, pp. 1221-1223, 1999.

-
- [57] E. A. Swanson, D. Huang, M. R. Hee, J. G. Fujimoto, C. P. Lin y C. A. Puliafito, «High-speed optical coherence domain reflectometry,» *Optics Letters*, vol. 17, n° 2, pp. 151-153, 1992.
- [58] G. J. Tearney, B. E. Bouma, S. A. Boppart, B. Golubovic, E. A. Swanson y J. G. Fujimoto, «Rapid acquisition of in vivo biological images by use of optical coherence tomography,» *Optics Letters*, vol. 21, pp. 1408-1410, 1996.
- [59] G. J. Tearney, B. E. Bouma y J. G. Fujimoto, «High-speed phase- and group-delay scanning with a grating-based phase control delay line,» *Optics Letters*, vol. 22, pp. 1811-1813, 1997.
- [60] G. J. Tearney, M. E. Brezinski, B. E. Bouma, S. A. Boppart, C. Pitris, J. F. Southern y J. G. Fujimoto, «In vivo endoscopic optical biopsy with optical coherence tomography,» *Science*, vol. 276, pp. 20-37, 1997.
- [61] C. K. Hitzenberger, P. Trost, P. Lo y Q. Zhou, «Three-dimensional imaging of the human retina by high-speed optical coherence tomography,» *Optics Express*, vol. 11, n° 21, pp. 2753-2761, 2003.
- [62] S. Tapling, A. Podoleanu, D. J. Webb y D. A. Jackson, «Displacement sensor using channelled spectrum dispersed on a linear CCD array,» *Electronic Letters*, vol. 29, n° 10, pp. 896-897, 1993.
- [63] M. Wojtkowski, T. Bajraszewski, P. Targowski y A. Kowalczyk, «Real-time in vivo imaging by high-speed spectral optical coherence tomography,» *Optics Letters*, vol. 28, pp. 1745-1747, 2003.
- [64] T. E. Ustun, N. V. Ifimia, R. D. Ferguson y D. X. Hammer, «Real-time processing for Fourier domain optical coherence tomography using a field programmable gate array,» *Review of Scientific Instruments*, vol. 79, n° 11, pp. 1-10, 2008.
- [65] J. Xu, X. Wei, L. Yu, C. Zhang, J. Xu, K. K. Y. Wong y K. K. Tsia, «High-performance multi-megahertz optical coherence tomography based on

- amplified optical time-stretch,» *Biomedical Optics Express*, vol. 6, n° 4, pp. 1340-1350, 2015.
- [66] R. Leitgeb, C. K. Hitzenberger y A. F. Fercher, «Performance of fourier domain vs. time domain optical coherence tomography,» *Optics Express*, vol. 11, n° 8, pp. 889-894, 2003.
- [67] M. A. Choma, M. V. Sarunic, C. Yang y J. A. Izatt, «Sensitivity advantage of swept source and Fourier domain optical coherence tomography,» *Optics Express*, vol. 11, n° 18, pp. 2183-2189, 2003.
- [68] M. Hagen-Eggert, P. Koch y G. Hüttmann, «Analysis of the signal fall-off in spectral domain optical coherence tomography systems,» de *Optical Coherence Tomography and Coherence Domain Optical Methods in Biomedicine XVI*, San Francisco, USA, 2012.
- [69] A. Y. Alibha, C. O. y A. J. Witkin, «Swept Source Optical Coherence Tomography: a Review,» *Current Ophthalmology Reports*, vol. 6, n° 1, pp. 7-16, 2018.
- [70] J. H. Kim, J. H. Han y J. Jeong, «Accurate Wavelength Calibration Method for Spectrometer Using Low Coherence Interferometry,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, n° 16, pp. 3413-3418, 2015.
- [71] J. W. C. Y. Zahid Yaqoob, «Spectral domain optical coherence tomography: a better OCT imaging strategy,» *Biotechniques*, vol. 39, pp. 6-13, 2005.
- [72] S. Remund, A. Bossen, X. Chen, L. Wang, A. Adebayo, L. Zhang, B. Považay y C. Meier, «Cost-effective optical coherence tomography spectrometer based on a tilted fiber Bragg grating,» de *Optical Fiber and Sensors for Medical Diagnostics and Treatment Applications XIV*, San Francisco, USA, 2014.
- [73] J. Kim, J. Han y J. Jeong, «Wavelength calibration of dispersive near-infrared spectrometer using relative k-space distribution with low coherence interferometer,» *Optics Communications*, vol. 367, pp. 186-191, 2016.

-
- [74] G. Lan y G. Li, «Design of a k-space spectrometer for ultra-broad waveband spectral domain optical coherence tomography,» *Scientific Reports*, vol. 7, pp. 1-8, 2017.
- [75] T. Klein y R. Huber, «High-speed OCT light sources and systems,» *Biomedical Optics Express*, vol. 8, n° 2, pp. 828-859, 2017.
- [76] S. H. Yun, C. Boudoux, G. J. Tearney y B. E. Bouma, «High-speed wavelength-swept semiconductor laser with a polygon-scanner-based wavelength filter,» *Optics Letter*, vol. 28, n° 20, pp. 1981-1983, 2003.
- [77] Y. Okabe, Y. Sasaki, M. Ueno, T. Sakamoto, S. Toyoda, S. Yagi, K. Naganuma, K. Fujiura, Y. Sakai, J. Kobayashi, K. Omiya, M. Ohmi y M. Haruna, «200 kHz swept light source equipped with KTN deflector for optical coherence tomography,» *Electronics Letters*, vol. 48, n° 4, pp. 201-202, 2012.
- [78] M. A. Choma, K. Hsu y J. A. Izatt, «Swept source optical coherence tomography using an all-fiber 1300-nm ring laser source,» *Journal of Biomedical Optics*, vol. 10, n° 4, pp. 1-6, 2005.
- [79] A. G. Podoleanu, «Optical coherence tomography,» *The British Journal of Radiology*, vol. 78, pp. 976-988, 2005.
- [80] S. Marschall, B. Sander, M. Mogensen, T. M. Jørgensen y P. E. Andersen, «Optical coherence tomography—current technology and applications in clinical and biomedical research,» *Analytical and Bioanalytical Chemistry*, vol. 400, n° 9, pp. 2699-2720, 2011.
- [81] S. Ishida y N. Nishizawa, «Quantitative comparison of contrast and imaging depth of ultrahigh-resolution optical coherence tomography images in 800–1700 nm wavelength region,» *Biomedical Optics Express*, vol. 3, n° 2, pp. 282-294, 2012.
- [82] <https://www.thorlabs.com/>, 2018.

- [83] S. Moon y E. S. Choi, «VCSEL-based swept source for low-cost optical coherence tomography,» *Biomedical Optics Express*, vol. 8, n° 2, pp. 1110-1121, 2017.
- [84] P. Pande, R. L. Shelton, G. L. Monroy, R. M. Nolan y S. A. Boppart, «Low-cost hand-held probe for depth-resolved low-coherence interferometry,» *Biomedical Optics Express*, vol. 8, n° 1, pp. 338-348, 2017.
- [85] P. Targowski, B. Rouba, M. Góra, L. Tymińska-Widmer, J. Marczak y A. Kowalczyk, «Optical coherence tomography in art diagnostic and restoration,» *Applied Physics A: Materials Science and Processing*, vol. 92, pp. 1-9, 2008.
- [86] P. Targowski, M. Góra y M. Wojtkowski, «Optical Coherence Tomography for Artwork Diagnostics,» *Laser Chemistry*, n° 35373, pp. 1-12, 2006.
- [87] M. Pozzi, D. Zonta, H. Wu y D. Inaudi, «Development and laboratory validation of in-line multiplexed low-coherence interferometric sensors,» *Optical Fiber Technology*, vol. 14, n° 4, pp. 281-293, 2008.
- [88] S. Poeggel, D. Tosi, D. Duraibabu, G. Leen, D. McGrath y E. Lewis, «Optical Fibre Pressure Sensors in Medical Applications,» *Sensors*, vol. 15, pp. 17115-17148, 2015.
- [89] J. H. Kim, «An all fiber white light interferometric absolute temperature measurement system,» *Sensors*, vol. 8, n° 11, pp. 6825-6845, 2008.
- [90] J. Yang, Y. Yuan, B. Wu, A. Zhou y L. Yuan, «Higher-order interference of low-coherence optical fiber sensors,» *Optics Letters*, vol. 36, n° 17, pp. 3380-3382, 2011.
- [91] L. M. Manojlovic, M. B. Zivanov, M. P. Slankamenac, D. Z. Stupar y J. S. Bajic, «A simple low-coherence interferometric sensor for absolute position measurement based on central fringe maximum identification,» *Physica Scripta*, vol. T149, pp. 1-4, 2012.
- [92] T. Tsutsumi, T. Ohta, K. Ishikawa, K. Takeda, H. Kondo, M. Sekine y M. Hori, «Rapid measurement of substrate temperatures by frequency-domain

-
- low-coherence interferometry,» *Applied Physics Letters*, vol. 103, pp. 1-3, 2013.
- [93] M. Jiang, Z. Zhao, K. Li, Z. Wang, Y. Zhan, H. Zhou y F. Yang, «Cost-effective fiber multiplexing system based on low coherence interferometers and application to temperature measurement,» *Photonic Sensors*, vol. 6, n° 4, pp. 318-323, 2016.
- [94] H. Choi, H. F. Taylor y C. E. Lee, «High-performance fiber-optic temperature sensor using low-coherence interferometry,» *Optics Letters*, vol. 22, n° 23, pp. 1814-1816, 1997.
- [95] S. D. Dyer y R. J. Espejo, «Fast and accurate characterization of optical components using low-coherence interferometry,» de *Conference on Lasers and Electro-Optics, Pacific Rim*, Chiba, Japón, 2001.
- [96] R. Gabet, E. L. Cren, M. G. C. Jin, B. Ung, Y. Jaouën, M. Thual y S. LaRochelle, «Characterization of Few Mode Fibers by OLCI Technique,» de *Conference on Optical Communications, ECOC*, Cannes, Francia, 2014.
- [97] D. Kácik, P. Tatar y I. Martinček, «Measurement of PDMS refractive index by low-coherence interferometry,» de *ELEKTRO*, Rajecke Teplice, Eslovaquia, 2014.
- [98] Y. Lee, W. Chen, D. Chen, Y. Zeng, H. Lu y J. Yang, «A General Characterizing Method for Ring Resonators Based on Low Coherence Measurement,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, n° 6, pp. 846-852, 2011.
- [99] R. Gabet, E. L. Cren, C. Jin, M. Gadonna, B. Ung, P. Sillard, H. G. Nguyen, Y. Jaouën, M. Thual y S. LaRochelle, «Complete Dispersion Characterization of Few Mode Fibers by OLCI Technique,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, n° 6, pp. 1155-1160, 2014.
- [100] P. Hamel, Y. Jaouën y R. Gabet, «Optical low-coherence reflectometry for complete chromatic dispersion characterization of few-mode fibers,» *Optics Letters*, vol. 32, n° 9, pp. 1029-1031, 2007.

- [101] M. A. Galle y L. Qian, «Low-Coherence Virtual Reference Interferometry for Dispersion Analysis,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, n° 20, pp. 2020-2022, 2014.
- [102] Ó. Martínez-Matos, C. Rickenstorff, S. Zamora, J. Izquierdo y P. Vaveliuk, «Characterization of digital dispersive spectrometers by low coherence interferometry,» *Optics Express*, vol. 25, n° 4, pp. 3222-3233, 2017.
- [103] D. Francis, H. D. Ford y R. P. Tatam, «Spectrometer-based refractive index and dispersion measurement using low-coherence interferometry with confocal scanning,» *Optics Express*, vol. 26, n° 3, pp. 3604-3617, 2018.
- [104] C. Y. Chen, C. Y. Wang y Y. J. Chen, «Analysis of SOI micro ring resonator with reflection property using low coherence interferometry method,» de *Optoelectronics and communications conference*, Melbourne, Australia, 2014.
- [105] K. Goda y B. Jalali, «Dispersive Fourier transformation for fast continuous single-shot measurements,» *Nature Photonics*, vol. 7, pp. 102-112, 2013.
- [106] K. Goda, D. R. Solli y B. Jalali, «Real-time optical reflectometry enabled by amplified dispersive Fourier transformation,» *Applied Physics Letters*, vol. 93, pp. 1-3, 2008.
- [107] G. Yurtsever, B. Považay, A. Alex, B. Zibihian, W. Drexler y R. Baets, «Photonic integrated Mach-Zehnder interferometer with an on-chip reference arm for optical coherence tomography,» *Biomedical Optics Express*, vol. 5, n° 4, pp. 1050-1061, 2014.
- [108] Y. Mao, S. Sherif, C. Flueraru y S. Chang, «3×3 Mach-Zehnder interferometer with unbalanced differential detection for full-range swept-source optical coherence tomography,» *Applied Optics*, vol. 47, n° 12, pp. 2004-2010, 2008.
- [109] A. Ping Zhang, Z. Guang y S. He, «Optical low-coherence reflectometry based on long-period grating Mach-Zehnder interferometers,» *Applied Optics*, vol. 45, n° 22, pp. 5733-5739, 2006.

-
- [110] B. Hraimel, X. Zhang, Y. Pei, K. Wu, T. Liu, T. Xu y Q. Nie, «Optical Single-Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier to Sideband Ratio in Radio Over Fiber Systems,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, nº 5, pp. 775-781, 2011.
- [111] B. Masella y X. Zhang, «Linearized optical single sideband Mach-Zehnder electro-optic modulator for radio over fiber systems,» *Optics Express*, vol. 16, nº 12, pp. 9181-9190, 2008.
- [112] P. S. Devgan, D. P. Brown y R. L. Nelson, «RF Performance of Single Sideband Modulation Versus Dual Sideband Modulation in a Photonic Link,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, nº 9, pp. 1888-1895, 2015.
- [113] «https://www.photonics.com/a62821/Evolution_of_the_Supercontinuum_Light_Source,» [En línea].
- [114] J. Mora, B. Ortega, A. Díez, J. L. Cruz, M. V. Andrés, J. Capmany y D. Pastor, «Photonic Microwave Tunable Single-Bandpass Filter Based on a Mach-Zehnder Interferometer,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, nº 7, pp. 2500-2508, 2006.
- [115] M. Miyagi y S. Nishida, «Pulse spreading in a single-mode fiber due to third-order dispersion,» *Applied Optics*, vol. 18, nº 5, pp. 678-682, 1979.
- [116] J. Benítez, M. Bolea, J. Mora y J. Capmany, «High Performance Low-Coherence Interferometry based on SSB modulation,» de *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Madrid, España, 2016.
- [117] J. Benítez, J. Mora y M. Bolea, «High-Performance Low Coherence Interferometry Using SSB Modulation,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, nº 1, pp. 90-93, 2017.
- [118] J. Benítez y J. Mora, «Sensitivity Enhancement for Low-Coherence Interferometry,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, nº 20, pp. 1735-1738, 2017.

- [119] J. Benítez y J. Mora, «Low coherence interferometry using microwave photonics for multilayered samples,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, nº 19, pp. 4611-4617, 2018.
- [120] M. Bolea, J. Mora y J. Capmany, «A novel MWP proposal for low-coherence interferometry applications,» de *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Paphos, Chipre, 2015.
- [121] M. Bolea, J. Benítez, J. Mora y J. Capmany, «Advanced Microwave Photonic Structure for Low Coherence Interferometry,» de *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, San José, EEUU, 2016.
- [122] J. Benítez y J. Mora, «Advanced RF Interferometry Structure for Improving Operation Range,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, nº 18, pp. 1637-1640, 2018.
- [123] J. Benítez y J. Mora, «Optimización del rango de operación en aplicaciones de Interferometría RF,» de *XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Granada, España, 2018.
- [124] J. Benítez, M. Bolea y J. Mora, «Demonstration of multiplexed sensor system combining low coherence interferometry and microwave photonics,» *Optics Express*, vol. 25, nº 11, pp. 12182-12187, 2017.
- [125] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. T. Allen, K. R. Demarest y D. Richards, «Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, nº 3, pp. 417-424, 2002.
- [126] J. Benítez, J. Mora y M. Bolea, «SCM Adaptation to Improve Scanning Rate in RF Interferometry Applications,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, nº 12, pp. 999-1002, 2017.
- [127] J. Benítez y J. Mora, «"Scanning rate improvement for RF interferometry applications through SCM adaptation,» de *X Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL)*, Santiago de Compostela, España, 2017.
- [128] J. Benítez, H. Muñoz-Marco, P. Pérez-Millán y J. Mora, «Optical sources for high measurement range in low coherence interferometry,» de *XXXII*

Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI),
Cartagena, España, 2017.

- [129] J. Benítez, M. Bolea y J. Mora, «Analysis of key parameters in MWP-LCI systems,» de *19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Girona, España, 2017.
- [130] J. Benítez y J. Mora, «Third-order dispersion compensation for resolution enhancement in RF interferometry,» de *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucarest, Rumanía, 2018.