

Universidad de Málaga

Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

Aplicaciones Avanzadas de la Técnica de Seis Puertos a  
Frecuencias Ópticas y de Microondas

Autor:

PABLO EDUARDO PÉREZ LARA

Directores:

ÍÑIGO MOLINA FERNÁNDEZ

J. GONZALO WANGÜEMERT PÉREZ



UNIVERSIDAD DE MÁLAGA  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D./D<sup>a</sup>. \_\_\_\_\_

Secretario: Dr. D./D<sup>a</sup>. \_\_\_\_\_

Vocales: Dr. D./D<sup>a</sup>. \_\_\_\_\_

Dr. D./D<sup>a</sup>. \_\_\_\_\_

Dr. D./D<sup>a</sup>. \_\_\_\_\_

para juzgar la Tesis Doctoral titulada Aplicaciones Avanzadas de la Técnica de Seis Puertos a Frecuencias Ópticas y de Microondas, realizada por D. Pablo Eduardo Pérez Lara y dirigida por el Dr. Íñigo Molina Fernández y el Dr. J. Gonzalo Wangüemert Pérez, acordó por

\_\_\_\_\_

otorgar la calificación de

\_\_\_\_\_

y, para que conste, extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga, a \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_

El/La Presidente/a:

El/La Secretario/a:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

El/La Vocal:

El/La Vocal:

El/La Vocal:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_



*Un ingeniero sabe que ha alcanzado la perfección no cuando ya no tiene nada más que añadir, sino cuando no le queda nada más que quitar*

Antoine de Saint-Exupéry



# Agradecimientos

---

Desde mi punto de vista, la mayor particularidad de esta Tesis Doctoral se encuentra en que, salvo durante el periodo que abarca desde finales de 2004 a mediados de 2005, en el que disfruté de un contrato de investigación en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga, he compaginado los estudios de doctorado con mi actividad profesional como ingeniero de radiofrecuencia en la empresa AT4 wireless. Posiblemente esto ha supuesto para mí un reto añadido con respecto a los doctorandos con dedicación exclusiva, dado que he tenido que renunciar a gran parte de mi tiempo libre y vacaciones de los últimos cinco años. En concreto, recuerdo algunos días especialmente duros en los que, tras concluir la jornada laboral a eso de las seis de la tarde, acudía a uno de los laboratorios del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones para trabajar en los prototipos de receptor multipuerto hasta la noche. También quedan grabadas en mi memoria las vacaciones de Navidad del año 2009, cuando finalicé el primer borrador formal de esta Tesis. A menudo, mis amigos y compañeros de trabajo me han preguntado si todo este esfuerzo ha merecido la pena. Mi respuesta es afirmativa porque, más allá de los conocimientos específicos que he adquirido, durante la realización de la Tesis Doctoral he aprendido una sólida metodología de trabajo para afrontar con confianza los desafíos que se me plantean día a día como ingeniero.

Dentro de estos agradecimientos merecen una reseña destacada mis directores de Tesis, Íñigo Molina Fernández y J. Gonzalo Wangüemert Pérez. Sin duda, conocerlos ha cambiado mi vida, ya que ellos me contagiaron la ilusión por la investigación científica y el desarrollo tecnológico que me animó a embarcarme en la aventura del doctorado. La fe que han mantenido en mí, en especial desde que concluyó mi relación laboral con ellos, ha sido fundamental para que esta labor llegue a buen término. Sólo puedo tener palabras de sincera gratitud hacia ambos por el apoyo que me han prestado, sus sabios consejos y, sobre todo, la amistad que compartimos desde hace años.

Quiero agradecer a Paqui todo el cariño que me ha regalado desde que nos conocimos. En los últimos años de este trabajo, que a mí me han resultado los más duros, ella me ha proporcionado la fortaleza de ánimo necesaria para alcanzar la meta. Además, Paqui ha demostrado una paciencia digna de elogio para soportar que yo no le haya prestado la atención suficiente cuando la Tesis consumía todo mi tiempo libre. Espero ser capaz de compensarle por ello en adelante.

Mis padres, Paco y Coqui, se han esforzado al límite de sus posibilidades desde que nací para que yo tenga una vida feliz. Debo expresarles mi mayor gratitud porque siempre han creído en mí de forma incondicional, incluso en momentos en los cuales yo no lo merecía.

Es justo recordar en estas líneas a Alfonso González Salguero, José Antonio Medina Rodríguez y Antonio Rueda Pérez por su inestimable colaboración en la fabricación y caracterización de los prototipos de receptor que han resultado de esta Tesis. Asimismo, debo destacar la ayuda de Alejandro Ortega Moñux con la simulación del Reflectómetro Óptico de Seis Puertos y los trámites requeridos para la lectura de la Tesis Doctoral.

Finalmente, es preciso reconocer el apoyo prestado durante la realización de esta Tesis por el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones y la Universidad de Málaga, así como la financiación del proyecto por parte del Ministerio de Educación y Ciencia, la Junta de Andalucía y AT4 wireless.

Este trabajo ha sido subvencionado mediante los proyectos TIC2003-07860 del Ministerio de Educación y Ciencia y 3SUPER3 de la Junta de Andalucía, y por AT4 wireless a través del contrato 806/59.2568.



# Resumen

---

Desde la década de 1970 la técnica de seis puertos se ha utilizado ampliamente en laboratorios metrológicos para la medida de parámetros de *scattering* a frecuencias de microondas y milimétricas. En el caso más sencillo de un reflectómetro de seis puertos, el instrumento consta de un circuito pasivo *six-port* y cuatro detectores de potencia. El coeficiente de reflexión complejo del dispositivo bajo prueba se halla con precisión a partir de las cuatro lecturas de potencia por medio de robustos procedimientos matemáticos. Las principales ventajas de este sistema se encuentran en la simplicidad y bajo coste del hardware necesario, cuyas imperfecciones se pueden compensar mediante sofisticados algoritmos de calibración. Esta Tesis Doctoral se divide en dos partes distintas, donde se estudian las aplicaciones de esta tecnología en i) analizadores de redes ópticos y ii) receptores de bajo coste para comunicaciones inalámbricas.

En cuanto a la primera parte de la Tesis, dedicada a aplicaciones en el ámbito de la fotónica, conviene resaltar que los métodos actualmente disponibles para la caracterización de la respuesta en amplitud y retardo de grupo de dispositivos ópticos persiguen un compromiso entre parámetros como el alcance, la resolución (espacial y espectral), la velocidad, la exactitud y el rango dinámico de medida. Sin embargo, entre todos ellos sobresale la reflectometría óptica coherente en el dominio de la frecuencia (C-OFDR), dado que satisface aceptablemente los requisitos de la mayoría de las aplicaciones habituales.

Tanto el alcance como la sensibilidad de medida de los sistemas C-OFDR están limitados por: i) el ruido de fase de la fuente láser sintonizable; ii) las no linealidades del barrido de longitudes de onda y iii) las imprecisiones en los instantes de muestreo de los interferogramas. Si bien las técnicas de diversidad de fase disponen varios fotodetectores en el montaje de medida para paliar este problema, lo cierto es que su efectividad está restringida por las imperfecciones del hardware. Con el objeto de superar este obstáculo, en este trabajo se propone un novedoso método C-OFDR con diversidad de fase para la caracterización de componentes fotónicos, que se basa en el reflectómetro óptico de seis puertos. El instrumento se compone, esencialmente, de cuatro

medidores de potencia óptica y un circuito fotónico *six-port* en tecnología integrada, que se ha diseñado previamente en el seno del grupo de investigación. La principal aportación a frecuencias ópticas de la Tesis consiste en el desarrollo de algoritmos convenientes para la calibración del reflectómetro óptico, que minimizan la cantidad requerida tanto de interconexiones como de cargas patrón. Gracias a estos algoritmos se reduce el impacto de las no idealidades del hardware sobre el resultado de la medida, lo que redundará en una mejora de prestaciones frente al resto de técnicas C-OFDR con diversidad de fase.

Con respecto a las arquitecturas de receptor inalámbrico de bajo coste, que se investigan en la segunda parte de la Tesis, en el presente gozan de un éxito notable las topologías homodina y *low-IF*, porque ofrecen una gran facilidad de integración monolítica en comparación con el receptor heterodino tradicional. No obstante, el rendimiento de ambas propuestas se degrada fuertemente por las no idealidades del demodulador en cuadratura. Es preciso destacar que tal circuito resulta especialmente difícil de construir con exactitud cuando la frecuencia de funcionamiento se adentra en el rango de las microondas y milimétricas. Por esta razón, en la década de 1990 se planteó reemplazar dicho elemento por un demodulador multipuerto, cuyas no idealidades se corrigen mediante calibración. Las desventajas de esta solución son un peor rango dinámico de trabajo y una mayor vulnerabilidad ante los interferentes característicos de un entorno inalámbrico.

Gran parte del esfuerzo investigador en el campo de los receptores multipuerto se ha centrado en el desarrollo de métodos software de calibración y demodulación que sean aptos para terminales de comunicaciones móviles. La clave para alcanzar este objetivo reside en sacrificar parte de la capacidad de corrección de errores en aras de una mayor eficiencia computacional. Como contrapartida, aumenta la sensibilidad del receptor a los defectos del hardware. En esta Tesis se analiza esta relación por medio de simulaciones de tasa de error para dos técnicas simplificadas de calibración muy populares. Los resultados de este estudio permiten especificar el grado de imperfección del hardware tolerable para cumplir con los requisitos del sistema.

Otra importante línea de trabajo relacionada con esta clase de receptores se encuentra en la implementación en tecnología integrada de demoduladores de banda ultra-ancha y bajo consumo para transceptores multibanda. Hay que resaltar que las topologías tradicionales de receptor multipuerto no son adecuadas para este propósito por dos razones: i) su ancho de banda de funcionamiento no suele superar una o dos octavas y ii) una difícil integración monolítica a frecuencias inferiores a los 6 GHz, donde se ubica la inmensa mayoría de los servicios de radiocomunicación. En contraste con los circuitos clásicos, en esta Tesis se proponen dos nuevos receptores multipuerto donde se sustituyen los detectores unipolares habituales por un esquema

diferencial de medida de potencia, que proporciona por sí solo un gran aislamiento OL-RF en todo el rango de frecuencias de trabajo. El circuito pasivo multipuerto se compone de cuatro desfasadores, que se pueden diseñar para obtener prestaciones de funcionamiento aceptables en un ancho de banda teórico de hasta una década. A fin de demostrar la viabilidad de este enfoque se han construido y caracterizado dos prototipos.



# Abstract

---

Since the 1970s, the six-port technique has been widely used in metrology laboratories for the measurement of scattering parameters at micro and millimeter-wave frequencies. In the simplest case of a six-port reflectometer, the instrument comprises a passive six-port junction plus four power detectors. The complex reflection coefficient of the device under test is calculated accurately from the four power readings by means of robust mathematical procedures. The main advantages of this system lie in the simplicity and low-cost of the required hardware, whose imperfections can be compensated using sophisticated calibration algorithms. This Thesis is divided into two parts that present a study of the applications of this technology in i) optical network analyzers and ii) low-cost receivers for wireless communications.

With regard to the first part of the Thesis, devoted to photonic applications, it must be remarked that the currently available techniques for the characterization of the amplitude response and group delay of photonic devices aim to reach a balance among different specifications, e.g. measurement range, spatial and spectral resolution, scanning speed, accuracy and dynamic range. However, the Coherent Optical Frequency Domain Reflectometry (C-OFDR) stands out from the rest because it matches the requirements of most typical applications.

Both the measurement range and sensitivity of C-OFDR systems are limited by i) the phase noise of the tunable laser source; ii) nonlinearities of the wavelength sweep and iii) inaccuracies in the sampling instants of the interferogram. Although phase-diversity schemes mitigate this issue by arranging several photodetectors in the measurement setup, their effectiveness is severely affected by hardware imperfections. In order to overcome this obstacle, this work proposes a novel phase-diversity C-OFDR method for the characterization of optical components which is based on the optical six-port reflectometer. The instrument consists essentially of four optical power meters and a six-port planar lightwave circuit previously designed by the research group. The main contribution of the Thesis at optical frequencies is the development of convenient algorithms for the calibration of the reflectometer that minimize the

quantity of required interconnections and well-known calibration standards. Thanks to these algorithms it is possible to reduce the impact of hardware non-idealities on the measurement result, redounding in a performance improvement over the rest of phase-diversity C-OFDR techniques.

As for present low-cost wireless receiver architectures, investigated in the second part of this Thesis, the homodyne and low-IF topologies are the most successful choice to the detriment of the traditional heterodyne receiver, owing to their greater ease of monolithic integration. Nevertheless, the performance of both solutions is extremely sensitive to the imbalances of the quadrature demodulator. Precise implementation of this circuit becomes challenging in the micro and millimeter-wave frequency ranges. For this reason, it was proposed in the 1990s to replace this component with a multiport demodulator, whose imperfections can be accounted by means of calibration routines. As a drawback, this approach suffers of dynamic range loss and higher sensitivity to the interferers that can be found in wireless environments.

A significant part of the research efforts in the field of multiport receivers has dealt with the development of calibration and demodulation methods which are valid for mobile handsets. The key to fulfill with this goal lies in partially sacrificing error correction capabilities for the sake of enhanced computational efficiency. As a result, the receiver sensitivity to hardware imperfection increases. In this Thesis this effect is analyzed by means of error rate simulations for two popular simplified calibration techniques. Thanks to the results of this study, the circuit designer can specify the maximum permissible hardware non-idealities that meet the system-level requirements.

Another important research line concerning multiport receivers can be found in the implementation in integrated technology of ultra-wideband demodulators for multiband transceivers. It must be noticed that classic multiport receiver topologies are not suitable for this purpose due to i) operation bandwidth limited to one or two octaves and ii) difficult monolithic integration at frequencies below 6 GHz, where most of radio communication services are allocated. In contrast with these traditional circuits, in this Thesis two new multiport receivers are proposed where conventional single-ended detectors are replaced with a differential power measurement scheme, that provides great LO-RF isolation over the whole operation frequency range. The passive multiport circuit comprises only four phase-shifters that can be designed to obtain acceptable performance over a theoretical decade bandwidth. In order to prove the feasibility of this approach, two prototypes have been built and measured.

## Lista de acrónimos

---

ADC	Analog to Digital Converter
ANA	Automatic Network Analyzer
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CAG	Control Automático de Ganancia
CDM	Code-Division Multiplexing
C-OFDR	Coherent Optical Frequency Domain Reflectometry
DP-QPSK	Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying
DQR	Double Quadrature Receiver
DSP	Digital Signal Processing
DUT	Device Under Test
DWDM	Dense Wavelength-Division Multiplexing
FBG	Fiber Bragg Grating
FET	Field Effect Transistor
FFT	Fast Fourier Transform
FI	Frecuencia Intermedia
FPDR	Five-Port Direct Receiver
GSM	Global System for Mobile Communications
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LNA	Low Noise Amplifier
LTE	Long-Term Evolution
LO	Local Oscillator
MMI	Multi-Mode Interference
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
OADM	Optical Add/Drop Multiplexer
OCT	Optical Coherent Tomography

OL	Oscilador Local
OLCR	Optical Low-Coherence Reflectometry
OSPR	Optical Six-Port Reflectometer
PC	Personal Computer
PLC	Planar Lightwave Circuit
PLL	Phase Locked Loop
PM	Power Meter
PSM	Phase-Shift Method
RF	Radio Frequency
SAW	Surface Acoustic Wave
SDNR	Signal to Distortion and Noise Ratio
SER	Symbol Error Rate
SPDR	Six-Port Direct Receiver
SPR	Six-Port Reflectometer
SS	Signal Standard
TDM	Time-Division Multiplexing
TLS	Tunable Laser Source
u. a.	unidades arbitrarias
UIT	Unión Internacional de Telecomunicaciones
UWB	Ultra WideBand
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier
VIP	Vertically Installed Planar
VSM	Virtual Sliding Mirror
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
YIG	Yttrium-Iron Garnet



# Índice de contenidos

---

Agradecimientos	I
Resumen	III
Abstract	VII
Lista de acrónimos	IX
Índice de contenidos	XI
1 Introducción	1
1.1 Introducción a la técnica de seis puertos	1
1.2 Introducción a los métodos de caracterización de dispositivos ópticos	9
1.3 Introducción a las arquitecturas de recepción de bajo coste para comunicaciones inalámbricas a frecuencia de microondas	11
1.4 Objetivos de la Tesis	12
1.4.1 Objetivos en el ámbito de la caracterización de dispositivos ópticos	13
1.4.2 Objetivos en el ámbito de los receptores directos a frecuencia de microondas	13
1.5 Aportaciones relevantes de la Tesis	13
1.5.1 Aportaciones en el ámbito de la caracterización de dispositivos ópticos	14
1.5.2 Aportaciones en el ámbito de los receptores de bajo coste a frecuencia de microondas	15
1.6 Organización de la Tesis	17
2 Fundamentos teóricos de la técnica de seis puertos	19
2.1 Introducción	19

XI

2.2	Ecuación de lectura de potencia para un dispositivo de N puertos .....	19
2.3	Interpretación geométrica de la técnica de seis puertos .....	22
2.4	Resolución matemática del problema.....	23
2.4.1	Método de lecturas de potencia absolutas .....	24
2.4.2	Método de lecturas de potencia relativas.....	25
2.4.3	Comparación entre ambos métodos.....	26
3	Técnicas de caracterización de dispositivos ópticos .....	29
3.1	Introducción.....	29
3.2	Situación actual de los métodos de caracterización de dispositivos ópticos .....	31
3.2.1	Técnicas indirectas .....	32
3.2.2	Técnicas directas o interferométricas .....	33
3.3	Conclusiones .....	44
4	Desarrollo de una técnica de calibración simplificada para el Reflectómetro Óptico de Seis Puertos .....	47
4.1	Introducción.....	47
4.2	Fundamentos del reflectómetro óptico de seis puertos.....	48
4.2.1	Descripción del instrumento .....	48
4.2.2	Teoría básica de los procedimientos de calibración y medida .....	53
4.3	Estrategia de calibración simplificada.....	57
4.3.1	Calibración del plano W con un espejo deslizante virtual VSM ( <i>Virtual Sliding Mirror</i> ) .....	59
4.3.2	Calibración del plano $\Gamma$ con dos estándares.....	66
4.3.3	Resumen del método de calibración simplificada del OSPR y del proceso de medida del coeficiente de reflexión.....	69
4.4	Errores de medida causados por la calibración simplificada.....	71
4.4.1	Estudio en el dominio de la frecuencia de los errores de medida introducidos por la técnica de calibración simplificada .....	72
4.4.2	Estudio en el dominio del tiempo de los errores de medida introducidos por la calibración simplificada.....	75
4.5	Cancelación de los artefactos de medida mediante un enventanado temporal de la respuesta al impulso .....	80

4.6	Caracterización de un dispositivo típico con el OSPR propuesto .....	82
4.6.1	Descripción del proceso de simulación de la medida.....	85
4.6.2	Resultados de caracterización del FBG.....	87
4.7	Conclusiones .....	94
5	Mejoras del algoritmo de calibración del Reflectómetro Óptico de Seis Puertos	97
5.1	Introducción .....	97
5.2	Calibración del plano $\Gamma$ con la técnica VSM.....	97
5.2.1	Exactitud de las constantes de calibración .....	100
5.2.2	Máxima amplitud del vector de error de medida.....	101
5.2.3	Distribución de los errores de medida en el plano complejo $\Gamma$ .....	102
5.3	Resultados de caracterización de un FBG.....	103
6	Arquitecturas de recepción para sistemas de comunicaciones inalámbricas	111
6.1	Introducción .....	111
6.2	Receptor heterodino con $IF$ digital.....	113
6.3	Receptor homodino .....	115
6.4	Receptor $low-IF$ .....	117
6.5	Topologías multipuerto .....	120
6.5.1	Receptor multipuerto digital.....	120
6.5.2	Receptor multipuerto analógico .....	132
7	Estudio de los algoritmos simplificados de calibración de receptores directos de seis puertos	137
7.1	Introducción .....	137
7.2	Fundamentos .....	138
7.3	Efectos de las imperfecciones del hardware en las prestaciones del SPDR.....	142
7.3.1	Técnica de calibración de cuatro SS.....	144
7.3.2	Técnica de calibración de tres SS.....	147
7.3.3	Efectos en la SER del receptor .....	148
7.3.4	Obtención de especificaciones para el circuito de seis puertos .....	151
8	Receptor de seis puertos implementado con desfasadores paso-bajo	153

8.1	Introducción.....	153
8.2	Teoría de funcionamiento de la estructura de SPDR propuesta .....	154
8.3	Implementación de un prototipo.....	158
8.4	Calibración del SPDR .....	162
8.5	Resultados experimentales del SPDR sin linealización .....	164
8.6	Linealización de la respuesta de los detectores de potencia del SPDR.....	167
8.7	Estudio de las prestaciones del SPDR en función de la frecuencia de funcionamiento.....	170
8.8	Conclusiones .....	171
9	Receptor de cinco puertos implementado con desfasadores paso-bajo y paso-alto	173
9.1	Introducción.....	173
9.2	Fundamentos del FPDR propuesto .....	174
9.2.1	Desfasadores paso-bajo/paso-alto.....	174
9.2.2	Descripción de la estructura de FPDR.....	175
9.2.3	Diseño de los desfasadores .....	179
9.3	Implementación y medida de un prototipo .....	190
9.4	Medida de la BER del FPDR .....	196
9.5	Conclusiones .....	198
10	Conclusiones y líneas futuras de investigación	199
10.1	Conclusiones .....	199
10.1.1	Reflectómetro Óptico de Seis Puertos .....	199
10.1.2	Topologías multipuerto de recepción homodina .....	201
10.2	Líneas futuras de investigación .....	202
10.2.1	Caracterización de dispositivos fotónicos .....	202
10.2.2	Receptores de bajo coste para comunicaciones inalámbricas.....	203
11	Apéndice I: Cálculo de las constantes de calibración según las técnicas de tres y cuatro estándares de señal	205
11.1	Resolución del problema para el método de cuatro estándares de señal .....	205
11.2	Resolución del problema para el método de tres estándares de señal .....	207
12	Apéndice II: Dependencia del método de cuatro estándares de señal con los parámetros $q_i$	209

13	Apéndice III: Medida de los parámetros $q_i$ de un receptor multipuerto	211
13.1	Medida de las amplitudes de $q_i$ .....	212
13.2	Medida de las fases de $q_i$ .....	213
14	Bibliografía	215



# 1 Introducción

---

## 1.1 Introducción a la técnica de seis puertos

---

El nacimiento de la técnica de seis puertos está fuertemente ligado a la aparición del analizador de redes automático ANA (*Automatic Network Analyzer*) a finales de la década de 1960 para la caracterización vectorial (es decir, en módulo y fase) a frecuencia de microondas de los parámetros de *scattering* de un dispositivo bajo prueba o DUT (*Device Under Test*) [1]. La principal diferencia entre el ANA y otros instrumentos más primitivos reside en el tratamiento que reciben los errores de medida causados por las no idealidades del hardware. En este sentido, la exactitud de técnicas como la guía ranurada (uno de los primeros productos de la compañía Rohde & Schwarz creada en 1933 [2]) recae en el grado de cumplimiento de determinados objetivos de diseño, ya que carecen de procedimientos de corrección de errores. Por otro lado, otros métodos, entre los que se encuentran los puentes de fase [3] o los primeros analizadores de redes de la década de 1950 [2], permiten ajustar de forma analógica ciertos parámetros del instrumento (como ganancias, atenuaciones o la posición de los planos de referencia de la medida) con la ayuda de un conjunto de estándares de calibración (cargas patrón de valor conocido) para idealizar la respuesta del equipo. En contraste, el éxito del ANA se halla en la corrección de errores mediante algoritmos software de calibración, que se hizo posible gracias al desarrollo de la tecnología de proceso digital de la señal. A través de estos procedimientos se compensa el efecto de las imperfecciones del hardware sobre el resultado de la medida. De esta manera, se reducen los tiempos de test, mejoran la repetibilidad y la exactitud del instrumento y disminuye el precio del equipo porque se relajan las tolerancias de fabricación.

### *Los fundamentos del ANA*

Para explicar con más detalle en qué consiste este enfoque, en la Fig. 1.1 se representa el diagrama de bloques típico de un ANA monopuerto para la medida del coeficiente de reflexión  $\Gamma_L = b_L/a_L$  de un DUT.

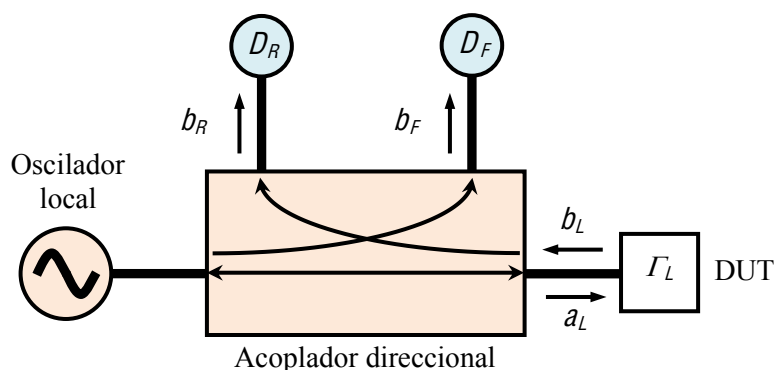


Fig. 1.1: Esquema simplificado de un ANA.

El equipo consta de un oscilador local encargado de excitar al DUT y un acoplador direccional que redirige una pequeña fracción de las ondas incidente ( $a_L$ ) y reflejada ( $b_L$ ) hacia dos detectores vectoriales  $D_R$  y  $D_F$ , sensibles tanto a la amplitud como a la fase de la onda incidente sobre los mismos ( $b_R$  y  $b_F$ , respectivamente). Debido a los errores de desadaptación y directividad del sistema, se produce una fuga de onda incidente hacia el detector de onda reflejada  $D_R$ , y de onda reflejada hacia el medidor de onda incidente  $D_F$ . Por consiguiente,  $b_R$  y  $b_F$  son en realidad una combinación lineal de  $a_L$  y  $b_L$  [1]:

$$b_R = A \cdot a_L + B \cdot b_L \tag{1.1}$$

$$b_F = C \cdot a_L + D \cdot b_L \tag{1.2}$$

donde los parámetros  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  son constantes que dependen únicamente del instrumento. De las ecuaciones (1.1-1.2) se deduce que el coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L = b_L/a_L$  se puede calcular a partir del cociente  $w = b_R/b_F$  tras deshacer la transformación bilineal siguiente:

$$w = \frac{b_R}{b_F} = \frac{H_1 \cdot \Gamma_L + H_2}{H_3 \cdot \Gamma_L + 1} \tag{1.3}$$

donde  $H_i$  son las constantes de calibración del analizador, que están directamente relacionadas con los parámetros  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  originales. Si los detectores vectoriales trabajan en régimen lineal, el resultado de esta fórmula es independiente de la potencia de oscilador local. Así, los requisitos de estabilidad en amplitud de la fuente son menos estrictos.

La ecuación (1.3) revela que se puede aumentar la exactitud de medida gracias a que las constantes de calibración absorben los errores causados por las imperfecciones del hardware del analizador. Estas constantes se determinarían, a su vez, mediante un algoritmo software de



calibración. Aunque esta importante ventaja es una consecuencia directa de la posibilidad de realizar medidas vectoriales [4], hay que tener en cuenta que los detectores vectoriales son los componentes más complejos del ANA.

*Los problemas de la medida directa de fase a frecuencias de microondas*

En lo referente al esquema de detección vectorial, la manera natural de obtener la amplitud y la fase de las ondas  $b_R$  y  $b_F$  consiste en medirlas directamente a frecuencia de microondas, utilizando para ello un detector en cuadratura. El funcionamiento de este dispositivo se explica en la Fig. 1.2. Como se puede ver, el analizador necesitaría una sola fuente de microondas gracias a que la frecuencia de todas las señales involucradas es la misma:  $f_c$ . El desfasador de  $90^\circ$  permite dos procesos de mezcla independientes que, tras un filtrado paso-bajo, separan las partes real e imaginaria del fasor  $V \cdot e^{j\theta}$  de la señal de entrada  $V \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \theta)$ . De esta manera, el detector proporciona una señal compleja en banda-base  $I + j \cdot Q$  relacionada con el vector que se pretende medir a través de una constante  $G \cdot e^{j\varphi}$ , cuyo efecto lo compensan los parámetros de calibración del instrumento.

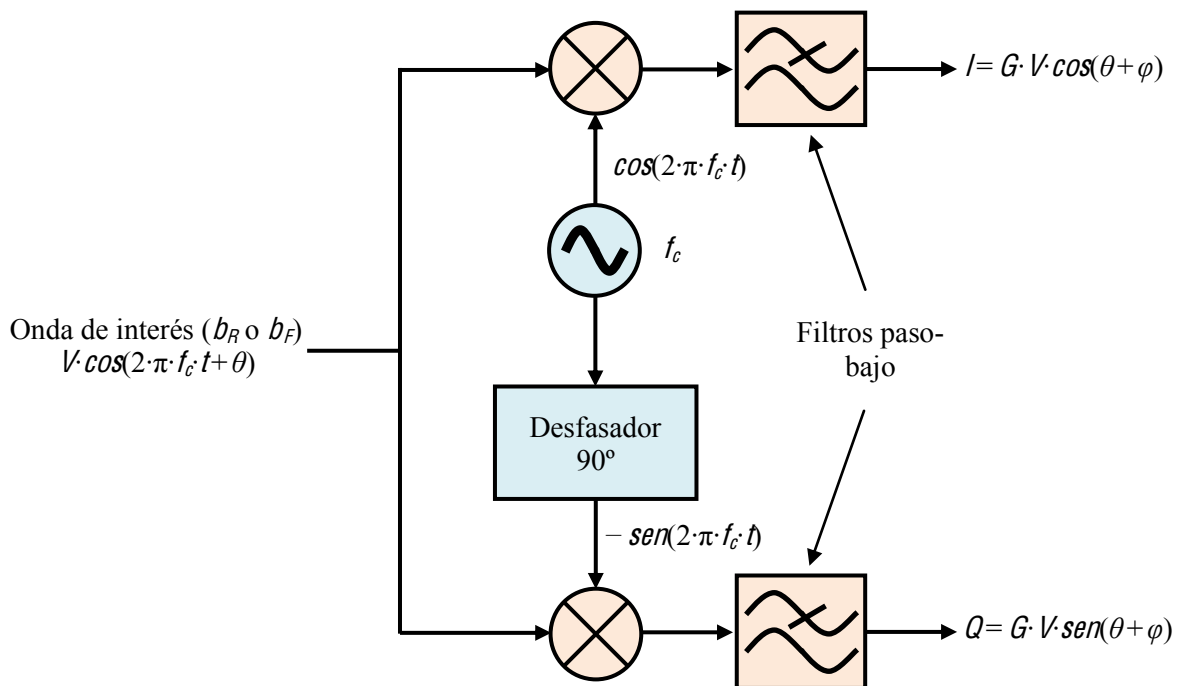


Fig. 1.2: Detector en cuadratura.

Debido a su naturaleza homodina, uno de los inconvenientes del detector en cuadratura es la pérdida de rango dinámico de medida provocada por distintas componentes de baja frecuencia que se superponen con la salida del detector [5] y cuyo origen puede deberse a: i) generación de

productos de mezcla de orden par; ii) armónicos y espúreos del oscilador local; iii) automezclado del oscilador o de la señal de entrada; iv) fugas de la tensión de polarización de los amplificadores banda-base del detector hacia la salida de los mismos y v) el ruido *flicker* de forma  $1/f$  característico de las uniones de semiconductor.

Por otro lado, las tolerancias del proceso de fabricación producen imperfecciones en la red en cuadratura, en forma de errores en el desfase de  $90^\circ$  y desequilibrios de ganancia entre las ramas I y Q, que no se pueden absorber en las constantes de calibración del analizador y limitan la exactitud del instrumento en todo su rango dinámico de funcionamiento [6]. Dichos defectos empeoran según crece la máxima frecuencia de trabajo, puesto que las dimensiones de la circuitería se reducen, lo que dificulta construir con precisión este dispositivo. Este problema resultaba particularmente grave en la época de aparición del ANA porque, como la tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) estaba todavía en periodo de incubación [7], el detector en cuadratura se implementaba de forma discreta. Para obtener un desequilibrio de ganancia satisfactorio, por ejemplo, es necesario fabricar un detector con gran similitud entre las ramas I y Q, lo que resulta extremadamente difícil en tecnología discreta.

Otro obstáculo para emplear este tipo de detector es que la generación del oscilador en fase y cuadratura que aparece en la Fig. 1.2 exige mantener el desfase de  $90^\circ$  con errores muy pequeños (inferiores a  $\pm 1^\circ$ ) en todo el ancho de banda de funcionamiento del analizador. Cuando se trata de instrumentos que abarcan varias décadas de frecuencia, estas especificaciones quedan fuera del alcance de las implementaciones habituales, que utilizan acopladores híbridos como el *branchline* multietapa [8], el acoplador Lange [9] o estructuras VIP (*Vertically Installed Planar*) [10].

### *El ANA heterodino*

A causa de los problemas que, según se ha explicado, conlleva la medida directa de fase a frecuencia de microondas, la mayoría de los ANA comerciales procesa las ondas a través de receptores heterodinos, como se observa en la Fig. 1.3 [11]. En este tipo de detector, la señal de entrada (de frecuencia  $f_c$ ) se mezcla con un oscilador auxiliar (de frecuencia  $f_c \pm f_{FI}$ ) para pasar a una frecuencia intermedia FI, cuyo valor  $f_{FI}$  es del orden de pocos megahercios. La información de amplitud y fase se extrae de la señal de FI de manera sencilla, normalmente mediante técnicas de procesado digital de la señal.

El ingenioso esquema de detección del ANA heterodino aporta notables mejoras frente a la alternativa anterior. En primer lugar, se sortean las dificultades asociadas a la implementación a

frecuencia de microondas de un detector en cuadratura de banda ancha. Además, se alcanza un gran rango dinámico (del orden de 120 dBc en la medida de atenuación para implementaciones actuales [4]) gracias a que:

- i) Al trabajar a frecuencia intermedia, el analizador es poco vulnerable a las componentes de baja frecuencia que, por el contrario, degradan las prestaciones de los sistemas homodinos.
- ii) El esquema de detección heterodino es muy selectivo y presenta una gran inmunidad a espúreos.

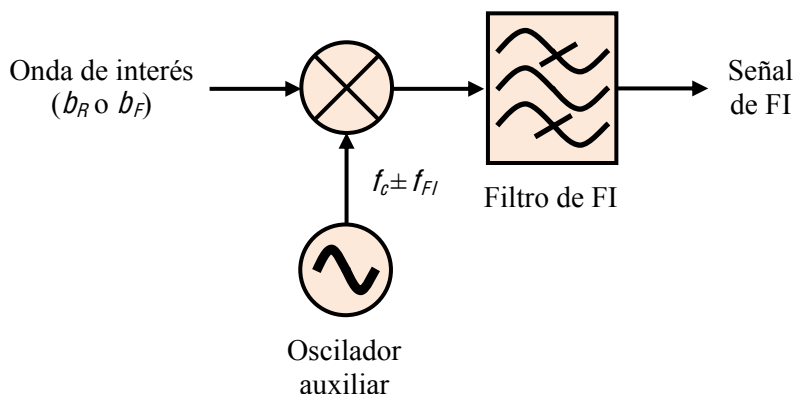


Fig. 1.3: Esquema heterodino de detección.

Conviene resaltar que la adopción de un esquema de detección heterodino también conlleva una serie de contrapartidas, relacionadas con el incremento de complejidad del hardware del sistema. Las más reseñables son:

- i) La existencia de frecuencias espúreas capaces de interferir en la medida, entre las que destaca la frecuencia imagen  $f_{imag} = f_c \pm 2 \cdot f_{FI}$ . En los receptores heterodinos usados en instrumentación, que persiguen un rango dinámico de funcionamiento elevado, la atenuación de estos términos resulta de capital importancia. Para sistemas de banda ancha, cumplir con este requisito impone soluciones complejas, como [12]:
  - a) esquemas compuestos por dos etapas de conversión de frecuencia y filtros de FI con un factor de calidad muy alto y
  - b) usar costosos filtros sintonizables de rechazo a imagen, normalmente basados en tecnología YIG (*Yttrium-Iron Garnet*).
- ii) Debido a su selectividad, las etapas de filtrado del detector heterodino son sensibles a la frecuencia de entrada. Por este motivo, todos los osciladores del instrumento deben estar enganchados en fase con la referencia de frecuencia del sistema mediante lazos de seguimiento de fase PLL (*Phase-Locked Loop*). Este módulo de

síntesis de frecuencias es una de las partes más caras del analizador, tanto por el número de osciladores necesarios como por el amplio rango de frecuencias que deben abarcar [4].

- iii) Mayor consumo de potencia causado por a) una arquitectura de síntesis de frecuencias compleja; b) las pérdidas de inserción de los filtros de FI y mezcladores y c) el nivel de oscilador necesario para polarizar los mezcladores.

### *Analizadores de redes basados en la técnica de seis puertos*

En la década de 1970, la demanda de caracterización vectorial de dispositivos de microondas en banda ancha, de forma rápida, precisa y barata era ya muy notable. Aunque el ANA heterodino había demostrado que era capaz de satisfacer los tres primeros requisitos, la sofisticación de sus detectores vectoriales implicaba un precio todavía demasiado elevado [13]. El surgimiento de la técnica de seis puertos en ese contexto hizo posible una versión de bajo coste del ANA, en la que se sustituye la habitual conversión de frecuencia heterodina por un elegante esquema de detección homodina más sencillo y económico, que asimismo supera o mitiga muchas de las carencias del detector en cuadratura.

La clave de la simplicidad de esta tecnología radica en una circuitería que, para el caso más básico de un ANA monopuerto conocido como reflectómetro de seis puertos SPR (*Six-Port Reflectometer*), consta de un oscilador local, una unión pasiva de seis puertos y cuatro detectores escalares  $D_k$  ( $k=3\dots 6$ ) muy simples que responden únicamente a la potencia de la señal en bornes, en vez de detectores sensibles tanto a la amplitud como a la fase (Fig. 1.4).

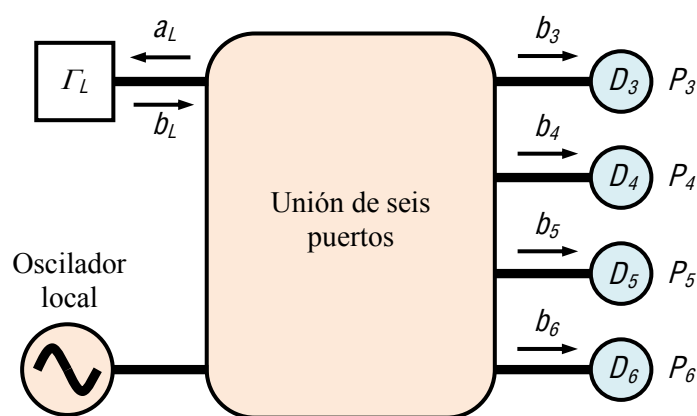


Fig. 1.4: Reflectómetro de seis puertos.

Según esta propuesta, el proceso de medida de la amplitud y fase del coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L$  se lleva a cabo con gran exactitud de forma digital por medio de algoritmos

matemáticos que trabajan con las lecturas de potencia registradas  $P_k = |b_k|^2$  ( $k = 3 \dots 6$ ) [1,14], como muestra la ecuación (1.4).

$$\Gamma_L = \frac{b_L}{a_L} = \frac{\sum_{k=3}^6 (A_k + j \cdot B_k) \cdot P_k}{\sum_{k=3}^6 C_k \cdot P_k} \quad (1.4)$$

Estos algoritmos implican una etapa previa de calibración que extrae un modelo representativo del hardware de seis puertos a través de las constantes reales  $A_k$ ,  $B_k$  y  $C_k$ . De esta manera se puede eliminar el efecto de las imperfecciones del hardware sobre el resultado de la medida. Esto supone un avance destacable con respecto al detector en cuadratura, pues se alcanzan grandes anchos de banda de funcionamiento con facilidad y se abarata el coste del analizador porque las tolerancias de fabricación son menos estrictas. Otra ventaja derivada del uso de estos procedimientos matemáticos para efectuar la medida reside en que, en comparación con otros sistemas homodinos, la técnica de seis puertos es más robusta frente a las componentes parásitas de baja frecuencia mencionadas previamente [15].

Como ya ocurría para el ANA convencional según se deduce de la ecuación (1.3), la técnica de seis puertos logra relajar las especificaciones de estabilidad en amplitud del oscilador local gracias a que el resultado de los algoritmos de medida (como la fórmula (1.4)) depende de los valores relativos de las lecturas de potencia.

Por su importancia, gran parte del esfuerzo investigador en el ámbito de la técnica de seis puertos ha estado enfocado hacia el desarrollo de estrategias de calibración adecuadas. La mayor dificultad en este sentido se debe a que los instrumentos basados en esta tecnología requieren caracterizar más parámetros de calibración que para un ANA heterodino. De nuevo para el caso monopuerto, frente a métodos que utilizan más de los tres estándares de calibración conocidos que necesitan los ANA habituales [16], los algoritmos que han gozado de más éxito aprovechan de forma inteligente las redundancias inherentes a la técnica de seis puertos para limitar a tres el número de cargas patrón empleadas [17,18,19]. De esa manera, el kit de calibración del equipo resulta más económico, a expensas de un proceso más complejo que, además, implica un mayor número de conexiones.

Las ventajas más importantes de la técnica de seis puertos frente al ANA heterodino se pueden resumir en:

- i) Abaratamiento del instrumento gracias a la simplicidad del hardware, en contraste con la sofisticación del ANA heterodino, que requiere emplear componentes de alta

calidad y diseñar una cadena de conversión de frecuencia con varios osciladores enganchados en fase.

- ii) Facilidad de implementación en alta frecuencia.
- iii) Menor consumo de potencia, porque a) idealmente es posible diseñar una unión de seis puertos sin pérdidas y b) como no es necesario polarizar mezcladores, los requisitos de potencia de oscilador son menos exigentes.
- iv) Capacidad para abordar aplicaciones de alta potencia [20].
- v) La redundancia disponible permite estimar el error de medida, de forma que se pueden detectar algunos tipos de malfuncionamiento y decidir si el instrumento necesita ser recalibrado [20]. Esta posibilidad resulta de gran interés para los laboratorios metrológicos.

El precio a pagar por las ventajas que la técnica de seis puertos ofrece para implementar analizadores de redes de bajo coste es la limitación de margen dinámico de funcionamiento (alrededor de 50 dB para medida de atenuación cuando se usan detectores a diodo [21]) causada por i) utilizar un esquema de detección homodino no selectivo, que hace al sistema más vulnerable a la presencia de armónicos y espúreos del oscilador [20] y ii) el reducido rango dinámico de los detectores de potencia [22], menor que el que proporcionaría un mezclador [23]. Sin embargo, es necesario aclarar que, dentro del rango dinámico de funcionamiento, estos instrumentos logran una exactitud de medida muy similar a la que presenta un ANA heterodino, gracias a la eficacia de su algoritmo de calibración.

### *Otras aplicaciones de la técnica de seis puertos*

Más allá de los laboratorios metrológicos, esta tecnología ha encontrado un importante nicho de aplicación en la producción en masa de receptores directos de bajo coste para comunicaciones digitales inalámbricas. En 1994 se propuso reemplazar el clásico demodulador I-Q de los receptores homodinos convencionales por un demodulador de seis puertos [24], como se ve en la Fig. 1.5. El proceso de conversión de frecuencia consiste en recuperar la envolvente compleja de la señal de radiofrecuencia entrante a partir de las tensiones de salida de los cuatro detectores de potencia del receptor, mediante un algoritmo similar a la ecuación (1.4).

Este enfoque ofrecería las siguientes ventajas frente a otras posibilidades [15]:

- i) Menor consumo de potencia.
- ii) El procedimiento de calibración del receptor permitiría compensar las imperfecciones del hardware, lo que hace posible a) mejorar la tasa de error del

- dispositivo; b) un gran ancho de banda de funcionamiento y c) relajar las tolerancias de fabricación para reducir costes.
- iii) Mayor robustez frente a los problemas que suelen degradar las prestaciones de los receptores homodinos.
- iv) Facilidad de implementación en alta frecuencia.

El mayor inconveniente de este tipo de receptor, como ocurría en el caso del reflectómetro de seis puertos, es un rango dinámico de funcionamiento limitado por utilizar un esquema de detección homodino no selectivo basado en medidores de potencia.

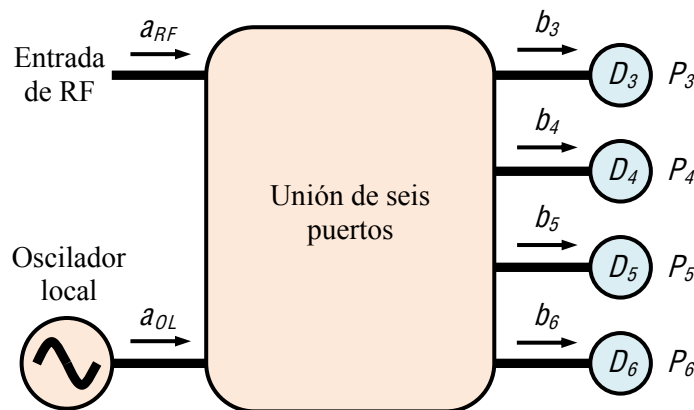


Fig. 1.5: Receptor directo de seis puertos.

Como se va a explicar con más detalle en una sección posterior, el objetivo principal de esta Tesis Doctoral es estudiar la aplicación de la técnica de seis puertos en dos ámbitos bien distintos. Por un lado, el desarrollo de un método de caracterización de dispositivos ópticos en el dominio de la frecuencia que aproveche las ventajas de esta tecnología. Por otro lado, proponer nuevas topologías de receptor directo multipuerto a frecuencia de microondas que exploten el gran ancho de banda potencial que ofrece esta técnica.

## 1.2 Introducción a los métodos de caracterización de dispositivos ópticos

---

Gracias a la enorme capacidad (en el orden de las centenas de Tb/s) y reducidas pérdidas de la fibra óptica (hasta 0.2 dB/Km), las redes de comunicaciones ópticas se han convertido en la clave para satisfacer la creciente demanda de ancho de banda originada por el espectacular desarrollo de Internet y la comunicación multimedia [25,26]. Para aprovechar todas las posibilidades de la fibra es necesaria una técnica de multiplexación que permita la concurrencia de transmisiones de múltiples usuarios. Actualmente, entre todas las alternativas disponibles, se ha

impuesto la tecnología de multiplexación densa por división en longitud de onda DWDM (*Dense Wavelength-Division Multiplexing*) [27].

Las estrictas especificaciones que deben satisfacer los dispositivos ópticos pasivos que componen las redes DWDM han originado una progresiva demanda de caracterización vectorial de forma rápida, precisa y barata de la respuesta en frecuencia de estos componentes. En este campo existen diversas alternativas, como el método del desfase PSM (*Phase-Shift Method*) [28], la reflectometría óptica de baja coherencia OLCR (*Optical Low-Coherence Reflectometry*) [29] o la reflectometría coherente en el dominio de la frecuencia C-OFDR (*Coherent Optical Frequency Domain Reflectometry*) [30], algunas de las cuales están disponibles de forma comercial. Sin embargo, debido a su relativa novedad, la medida vectorial de dispositivos ópticos no se puede considerar un problema cerrado. De hecho, en algunos aspectos, estos métodos todavía presentan un gran potencial de evolución. A modo de ejemplo, los algoritmos de calibración disponibles aún carecen de la sofisticación que se ha alcanzado a frecuencia de microondas. En consecuencia, la caracterización de dispositivos ópticos va a ser en los próximos años un campo de gran interés en el que deben producirse continuas innovaciones para reducir el coste del instrumento y mejorar especificaciones como la duración del test, el alcance (máxima longitud de dispositivo que se puede medir), el rango dinámico o la exactitud y resolución espectral de la medida.

El grupo de investigación en el que se ubica esta Tesis Doctoral inició en el año 2003 una línea de investigación que estudia cómo aplicar de forma provechosa a frecuencias ópticas la técnica de seis puertos, con su gran capacidad de corrección de imperfecciones del hardware, que tanto éxito le ha proporcionado a frecuencia de microondas. A partir de entonces, el grupo ha trabajado en la definición y el desarrollo de un equipo de medida de dispositivos ópticos en fibra basado en el reflectómetro de seis puertos. El núcleo de este instrumento es un circuito pasivo de seis puertos en tecnología óptica integrada, que fue propuesto a nivel teórico y validado mediante simulación en [31]. Desde 2006 se ha progresado en el diseño, fabricación y verificación de este circuito [32]. Se estima que en torno a 2010 se va a disponer de un prototipo que permita llevar a cabo los primeros experimentos prácticos de aplicación de la técnica en el ámbito de la óptica.

Mientras se ha desarrollado este hardware, se ha avanzado en paralelo, en un plano más teórico y de simulación, para anticipar el mayor número posible de problemas que podrían aparecer al utilizar la técnica de seis puertos a frecuencias ópticas. En este sentido, en [33] se hallaron expresiones analíticas para modelar la conversión del ruido de fase de la fuente láser del instrumento en ruido de amplitud a la salida de los fotodetectores del equipo. Este resultado demuestra, además, que este fenómeno es la principal fuente de ruido en las lecturas de potencia del reflectómetro. La continuación lógica de esta línea de investigación es el desarrollo de una



técnica de calibración apropiada para el instrumento y que tenga en cuenta las dificultades que surgirían a frecuencias ópticas, como la escasez de cargas patrón y una repetibilidad de las conexiones peor que a frecuencia de microondas.

### 1.3 Introducción a las arquitecturas de recepción de bajo coste para comunicaciones inalámbricas a frecuencia de microondas

---

Desde una perspectiva histórica, los problemas que la arquitectura de conversión directa presentaba en el pasado se debían, principalmente, a efectos que no se podían evitar en implementaciones discretas, como los *offsets* de DC, los errores de ganancia y fase del demodulador I-Q o la distorsión de orden par [5]. Por esta razón, durante largo tiempo se impuso el receptor heterodino, mucho más maduro e implantado. Sin embargo, desde la década de 1990, la progresiva demanda de dispositivos de comunicación inalámbrica ha acarreado la necesidad de reducir tanto el tamaño como el coste de los transceptores mediante técnicas de integración monolítica. Esto ha reavivado el interés por el receptor homodino, puesto que posibilita una mayor escala de integración que el esquema heterodino. Además, una parte importante de los inconvenientes de la conversión directa encuentra solución en tecnología integrada.

Gracias a su fortaleza inherente frente a algunas de las vulnerabilidades de la arquitectura de recepción homodina [15] y a su facilidad de implementación en alta frecuencia, el receptor directo de seis puertos SPDR (*Six-Port Direct Receiver*) es un candidato prometedor para la producción masiva de transceptores de bajo coste para comunicaciones inalámbricas a frecuencia de microondas.

Una parte notable del interés de los investigadores en el ámbito del SPDR se ha focalizado en el desarrollo de algoritmos de calibración y demodulación de reducida complejidad computacional que resultan apropiados para esta aplicación [34,35,36], en detrimento de la propia circuitería del receptor. Más aún, algunos de los circuitos propuestos en la bibliografía fueron concebidos para ser utilizados como reflectómetro en vez de receptor [37,38], y por ello presentan un camino directo entre los puertos de RF (Radiofrecuencia) y OL (Oscilador Local), lo que no es conveniente para receptores homodinios [5]. Además, en general no se han producido innovaciones significativas con respecto a las topologías clásicas de seis puertos, cuyo ancho de banda no suele superar el 20-30%. Esto se ha debido, en parte, a la tendencia actual a reemplazar el proceso digital de obtención de las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida por uno analógico, con el objetivo de limitar a dos el número de conversores analógico-digitales necesarios y restar complejidad al hardware de procesado digital a expensas de una mayor sensibilidad a las

tolerancias de fabricación [39]. Por otro lado, recientemente ha aumentado la popularidad de los receptores directos de cinco puertos FPDR (*Five-Port Direct Receiver*), que hacen posible una mayor simplificación del hardware y una cierta reducción de los costes de fabricación [40].

Las conclusiones de los párrafos anteriores son que las implementaciones actuales de receptores multipuerto: i) en ocasiones no satisfacen algunos de los requisitos que deben cumplir los receptores homodinos (por ejemplo, minimizar las fugas de oscilador local hacia la antena) y ii) en otros casos, no se benefician de una de las mayores ventajas que posee la técnica de seis puertos frente a otras posibilidades, como es la disponibilidad de potentes algoritmos de calibración en línea, que no sólo permiten reducir los costes de fabricación y la tasa de error, sino también alcanzar un mayor rango de frecuencias de funcionamiento. Por tanto, existe una interesante oportunidad para investigar topologías de receptor multipuerto que, apoyadas convenientemente en técnicas digitales de calibración, permitan aprovechar el ancho de banda potencial que ofrece esta tecnología.

#### 1.4 Objetivos de la Tesis

---

Conviene aclarar que, aunque en un principio el trabajo de esta Tesis estaba orientado únicamente hacia la investigación de instrumentos de medida de dispositivos ópticos basados en la técnica de seis puertos, se decidió abarcar también el desarrollo de receptores directos a frecuencia de microondas mediante estructuras multipuerto por la confluencia de dos razones diferentes. Primero, la dificultad para obtener resultados experimentales a frecuencias ópticas debido a que no existiría un prototipo del circuito fotónico de seis puertos antes de 2010. En cambio, iniciar el trabajo experimental a frecuencia de microondas, donde la disponibilidad de prototipos en un breve periodo de tiempo sí era factible, proporcionaría de forma anticipada una valiosa información en cuanto a: i) los problemas prácticos de los algoritmos de la técnica de seis puertos y ii) la electrónica banda-base necesaria para procesar las lecturas de potencia. En segundo lugar, cabe citar el interés mostrado hacia la tecnología de radiofrecuencia de banda ancha por la empresa malagueña AT4 wireless, fabricante de equipos de certificación de terminales de comunicaciones inalámbricas para el que el autor de estas líneas trabaja como ingeniero de radiofrecuencia.

#### 1.4.1 Objetivos en el ámbito de la caracterización de dispositivos ópticos

---

Los objetivos de esta Tesis a frecuencias ópticas son dos. Primero, a un nivel teórico y de simulación, desarrollar métodos de calibración y medida para un sistema de caracterización de dispositivos ópticos entre 1450 y 1550 nm basado en el reflectómetro de seis puertos. Los algoritmos propuestos deben minimizar el número de cargas patrón y conexiones físicas requeridas durante el proceso de calibración. En segundo lugar, se pretende anticipar los posibles problemas que aparecerían en la práctica al aplicar los métodos de calibración desarrollados y estudiar soluciones para los mismos.

#### 1.4.2 Objetivos en el ámbito de los receptores directos a frecuencia de microondas

---

El objetivo principal a frecuencia de microondas consiste en investigar nuevas topologías de receptor multipuerto capaces de satisfacer las siguientes especificaciones:

- 1º. El receptor debe trabajar en cualquiera de las bandas de servicio definidas para el estándar LTE (*Long-Term Evolution*) de comunicaciones móviles, que van desde 700 MHz a 2.7 GHz [41]. Sería deseable que el rango de frecuencias de funcionamiento llegara a una década.
- 2º. Minimización de las fugas de oscilador local hacia la entrada de RF.
- 3º. Tamaño reducido.
- 4º. Facilidad de integración.
- 5º. Compatibilidad con técnicas de calibración y demodulación de baja complejidad computacional.

La validación de las estructuras presentadas debe llevarse a cabo mediante ensayo experimental sobre prototipos.

### 1.5 Aportaciones relevantes de la Tesis

---

A continuación se detallan las aportaciones más importantes de esta Tesis, que han sido clasificadas en función del ámbito de aplicación de la técnica de seis puertos estudiado: por un lado, métodos de caracterización de dispositivos ópticos, y, por otro, receptores de bajo coste a frecuencia de microondas.

### 1.5.1 Aportaciones en el ámbito de la caracterización de dispositivos ópticos

---

Los resultados más relevantes de esta Tesis en lo referente a métodos de caracterización de dispositivos a frecuencias ópticas son los siguientes:

#### 1. Técnica de calibración simplificada y algoritmos de medida para el reflectómetro óptico de seis puertos [42,43,44]

En esta aportación se aborda uno de los problemas más importantes para la aplicación a frecuencias ópticas de la técnica de seis puertos: el desarrollo de un método de calibración muy preciso que implique realizar pocas conexiones y que, como cargas patrón, sólo utilice un espejo y/o una carga adaptada, pues sólo se puede disponer de estas dos con facilidad. Tras analizar los parámetros característicos del reflectómetro óptico de seis puertos diseñado y simulado en [31], se justifica una serie de aproximaciones que permiten adaptar un algoritmo muy robusto, originalmente propuesto a frecuencia de microondas en [18]. La clave de esta adaptación se halla en que cinco de las cargas necesarias para la primera fase de la calibración (calibración del plano W) se sintetizan de forma virtual a partir de la conexión de un *offset mirror* (un tramo de fibra con una terminación reflectante) mediante una innovadora técnica llamada VSM (*Virtual Sliding Mirror*), que consiste en realizar pequeños desplazamientos de la frecuencia de emisión de la fuente láser del sistema. Gracias a una simplificación adicional, la segunda fase del proceso (calibración del plano  $\Gamma$ ) sólo requiere dos cargas patrón, frente a los tres estándares empleados en los reflectómetros convencionales. De esta forma, la calibración completa del analizador conlleva, tan sólo, entre dos y tres conexiones físicas.

El funcionamiento de la técnica se ha validado con resultados satisfactorios a través de la simulación del proceso de caracterización de un FBG (*Fiber Bragg Grating*), que es un dispositivo muy común a frecuencias ópticas. Tras estudiar en el dominio del tiempo los errores de medida cometidos, se llega a la conclusión de que la exactitud del método queda limitada por la calibración aproximada del plano  $\Gamma$  con dos estándares.

#### 2. Algoritmo mejorado para la calibración del reflectómetro óptico de seis puertos

El nuevo método propuesto para la calibración del OSPR reutiliza las cinco cargas sintetizadas con la técnica VSM para mejorar el proceso de calibración del plano  $\Gamma$  sin conexiones adicionales. Al disponer de unas constantes de calibración más exactas, se consigue una mayor resolución espectral y se reduce la incertidumbre de medida de forma notable.

### 1.5.2 Aportaciones en el ámbito de los receptores de bajo coste a frecuencia de microondas

---

Las contribuciones más significativas realizadas en este campo abordan dos cuestiones diferentes, aunque ciertamente relacionadas entre sí: i) la exactitud de los algoritmos de calibración para receptores multipuerto y ii) el desarrollo de estructuras multipuerto para receptores multibanda.

#### 1. Análisis de la exactitud de los algoritmos simplificados para la calibración de receptores *six-port* [45]

En [35] se presentaron dos técnicas muy sencillas (los métodos de tres y cuatro estándares de señal) que permiten calibrar un receptor *six-port* de forma aproximada. Sin embargo, no se habían deducido con rigor las condiciones que un SPDR debe satisfacer para que dichos algoritmos no perjudiquen el funcionamiento del sistema. En esta Tesis, primero se derivan matemáticamente esos requisitos. A continuación, se obtiene un modelo del receptor apropiado para estudiar cómo las imperfecciones del hardware (es decir, desviaciones con respecto a las especificaciones ideales) producen una cierta degradación de la tasa de error de símbolo. Estos resultados proporcionan al ingeniero de radiofrecuencia requerimientos apropiados para el diseño del receptor *six-port*.

#### 2. Receptor *six-port* multibanda compuesto por desfases paso-bajo [46,47,48,49]

Esta estructura de receptor fue publicada por primera vez en [46] a nivel teórico y de simulación. El aspecto más innovador del diseño consiste en utilizar un esquema de detección diferencial en combinación con detectores a diodo que presentan una elevada impedancia serie para i) minimizar las fugas de oscilador local hacia la entrada de radiofrecuencia y ii) simplificar el circuito pasivo de seis puertos, que en este caso consta únicamente de desfases paso-bajo implementados con líneas de transmisión artificiales, mucho más fáciles de integrar en tecnología monolítica que los bloques básicos de los SPDRs convencionales (por ejemplo, acopladores híbridos y divisores de potencia Wilkinson), gracias a su tamaño reducido y a una menor sensibilidad a las tolerancias del proceso de fabricación. Para demostrar la viabilidad de este enfoque, en [47] se mostraron de forma preliminar los resultados de caracterización de un primer prototipo en la banda de 0.5 a 2.4 GHz, incluyendo medidas satisfactorias de la tasa de error de bit BER (*Bit Error Rate*) a la frecuencia central de 1.45 GHz. Posteriormente, en [48] se obtuvieron medidas para modelar la respuesta no lineal de los detectores de

potencia, responsable de la distorsión que introduce el receptor en el extremo superior del rango dinámico de funcionamiento.

Por último, en [49] se construyó un segundo prototipo en la banda de 0.8 a 2.4 GHz que integraba, junto a la circuitería de radiofrecuencia, las etapas de amplificación banda-base necesarias para acondicionar la salida de los detectores de potencia. De esta manera, se amplía el ancho de banda de demodulación con respecto a la realización anterior. Además, para mejorar el rendimiento del receptor en alta potencia se implementó un algoritmo capaz de corregir la no linealidad de la respuesta de los detectores. Las medidas de BER obtenidas confirmaron la eficacia de este algoritmo de linealización. Por otro lado, se proporcionaron por primera vez datos de la BER del receptor frente a la frecuencia de portadora. Dicha información revelaba que el rango dinámico del SPDR era peor en los límites de la banda de funcionamiento que a la frecuencia central. Un sencillo análisis matemático probó que esa diferencia se debía a que en los extremos de la banda crecían las constantes de calibración, amplificando el efecto de la incertidumbre de medida de potencia. La causa última de este problema resultó ser que el desfase introducido por las líneas de transmisión artificiales se hacía demasiado pequeño en baja frecuencia mientras que, por el contrario, era excesivo en alta frecuencia.

3. Receptor *five-port* multibanda compuesto por desfasadores paso-bajo y paso-alto [50]  
Este circuito pretende que el margen dinámico de funcionamiento sea independiente de la frecuencia de portadora en un ancho de banda mayor que la propuesta anterior. Con este propósito, en primer lugar se obtuvo una expresión matemática que explica cómo se propagan los errores de medida de potencia en función de las constantes de calibración del receptor. De esta manera, resultó posible acotar los valores tolerables para el desfase introducido por el circuito *five-port*. La primera conclusión de este análisis fue que no es posible construir un receptor con desfasadores paso-bajo con una banda de frecuencias de funcionamiento mayor que 2.3:1. A fin de superar este inconveniente, se propuso aprovechar la no linealidad del desfase diferencial que ofrecen una red paso-bajo y otra paso-alto. Para demostrar la viabilidad de esta estructura como receptor multibanda se construyó un prototipo que funciona en un ancho de banda cercano a una década (0.3–2.7 GHz).

## 1.6 Organización de la Tesis

---

La organización de esta Tesis refleja que se abordan dos áreas distintas de aplicación de la tecnología de seis puertos. De este modo, el documento se estructura como sigue:

### *Capítulo 1: Introducción*

En este Capítulo introductorio se trata el contexto científico-técnico de la Tesis, mediante una primera aproximación a la técnica de seis puertos, los métodos de caracterización de dispositivos ópticos y las arquitecturas de receptores para comunicaciones inalámbricas. Asimismo se abordan los objetivos, las aportaciones y la organización de este trabajo.

### *Capítulo 2: Fundamentos teóricos de la técnica de seis puertos*

El segundo Capítulo presenta los aspectos teóricos de la técnica de seis puertos, sobre los que se fundamentan los desarrollos y explicaciones posteriores.

#### *Primera parte: Caracterización de dispositivos ópticos mediante la técnica de seis puertos (Capítulos 3-5)*

### *Capítulo 3: Técnicas de caracterización de dispositivos ópticos*

El objetivo de este Capítulo es estudiar el funcionamiento básico y las características más importantes de los métodos actuales de caracterización de dispositivos ópticos.

### *Capítulo 4: Desarrollo de una técnica de calibración simplificada para el Reflectómetro Óptico de Seis Puertos*

Este Capítulo forma el núcleo de la parte de la Tesis dedicada a la caracterización de dispositivos ópticos. En él se presenta una estrategia de calibración muy robusta para el Reflectómetro Óptico de Seis Puertos.

### *Capítulo 5: Mejoras del algoritmo de calibración del Reflectómetro Óptico de Seis Puertos*

A modo de continuación del tema anterior, en este Capítulo se describe cómo incrementar la exactitud del método propuesto para la medida de componentes fotónicos.

*Segunda parte: Receptores multipuerto a frecuencia de microondas  
(Capítulos 6-9)*

*Capítulo 6: Arquitecturas de recepción para sistemas de comunicaciones inalámbricas*

El propósito de este Capítulo es analizar las topologías más importantes que existen para implementar receptores radio, como la arquitectura heterodina con *IF (Intermediate Frequency)* digital, el receptor homodino, el receptor *low-IF* y las estructuras multipuerto.

*Capítulo 7: Estudio de los algoritmos simplificados de calibración de receptores directos de seis puertos*

En este Capítulo se discuten el funcionamiento y las prestaciones de dos algoritmos de baja complejidad computacional para la calibración del receptor de seis puertos.

*Capítulo 8: Receptor de seis puertos implementado con desfasadores paso-bajo*

El Capítulo 8 presenta una novedosa arquitectura de receptor *six-port* multibanda compuesta por desfasadores paso-bajo.

*Capítulo 9: Receptor de cinco puertos implementado con desfasadores paso-bajo y paso-alto*

Este último Capítulo de la Tesis orientado al desarrollo de receptores de bajo coste muestra los resultados obtenidos por un receptor *five-port* basado en desfasadores paso-bajo y paso-alto, que es capaz de funcionar en un rango de frecuencias de una década.

*Capítulo 10: Conclusiones y líneas futuras de investigación*



## 2 Fundamentos teóricos de la técnica de seis puertos

---

### 2.1 Introducción

---

A lo largo de este Capítulo se establece una base teórica sobre la que se apoyan los desarrollos posteriores de esta Tesis Doctoral y que resulta fundamental para la adecuada comprensión de los conceptos expuestos en los capítulos siguientes.

En primer lugar, se presenta la ecuación de lectura de potencia para un dispositivo de  $N$  puertos, de la que emana la teoría de seis puertos. Con la ayuda de esta ecuación se explica, de forma geométrica, cómo la técnica de seis puertos permite realizar medidas vectoriales a partir de medidas escalares. A continuación, este mismo problema se plantea de manera matemática, lo que hace posible introducir las ecuaciones de calibración y medida.

### 2.2 Ecuación de lectura de potencia para un dispositivo de $N$ puertos

---

En la Fig. 2.1 se representa un dispositivo pasivo de  $N$  puertos. Los puertos 1 y 2 quedan accesibles desde el exterior, mientras que los  $N-2$  puertos restantes se conectan a los detectores de potencia  $D_i$  ( $i=3\dots N$ ). Según se observa en el dibujo, se ha asumido que los  $N-2$  medidores de potencia están perfectamente adaptados ( $a_i=0$ ,  $i=3\dots N$ ). Dicha suposición no resta generalidad, ya que la desadaptación de los detectores se puede absorber fácilmente en los parámetros  $S$  del dispositivo de  $N$  puertos  $S^N$ . Esto se explica en la Fig. 2.2 mediante grafos de flujo de señal. El detector  $D_i$ , cuyo coeficiente de reflexión es  $\rho_i$ , se sustituye por un bpuerto auxiliar en cascada con un detector ideal  $D'_i$ , que está perfectamente adaptado. De esta forma, la conexión del dispositivo de  $N$  puertos original con los  $N-2$  bpuertos auxiliares da lugar a un nuevo  $N$ -puertos equivalente

de parámetros  $S_{eq}^V$ . La relación entre las ganancias del medidor de potencia real y el ideal,  $R_i$  y  $R'_i$ , respectivamente, depende únicamente de las pérdidas de retorno  $|\rho_i|^2$ :

$$R'_i = (1 - |\rho_i|^2) \cdot R_i \quad i = 3 \dots N \tag{2.1}$$

Mediante la inclusión de las pérdidas de retorno en la ecuación (2.1) se satisface la condición de que la salida de ambos detectores, ideal y real, coincida.

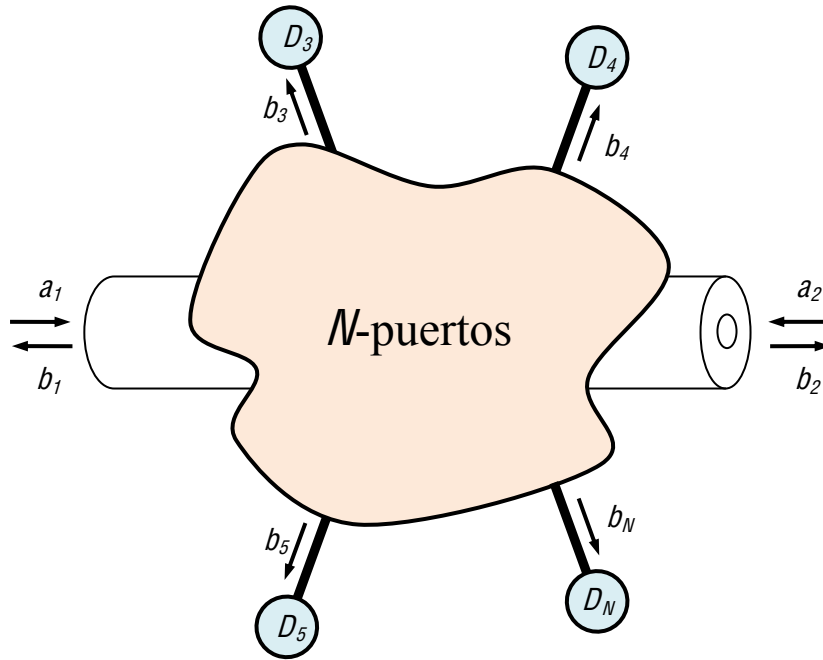


Fig. 2.1: Dispositivo pasivo de  $N$  puertos conectado a  $N-2$  medidores de potencia.

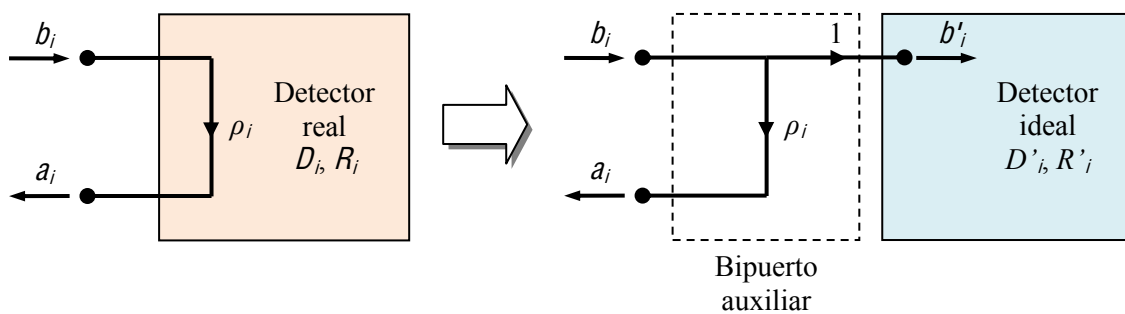


Fig. 2.2: Absorción del coeficiente de reflexión del medidor de potencia.

De acuerdo con el razonamiento anterior, en el desarrollo siguiente  $S^V$  incluye el efecto de la impedancia de entrada de los detectores, de forma que se puede considerar  $\rho_i = 0$  por simplicidad. En virtud de los parámetros de *scattering* de este  $N$ -puertos generalizado (que dependen de la unión de  $N$  puertos y del coeficiente de reflexión de los medidores de potencia), es posible escribir el sistema de ecuaciones (2.2).

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}^N \cdot \mathbf{a} \quad (2.2)$$

donde  $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_N]^t$  y  $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ 0 \ \dots \ 0]^t$ . La ecuación (2.2) muestra que las ondas  $b_i$  son una combinación lineal de  $a_1$  y  $a_2$ :

$$b_i = S_{i1}^N \cdot a_1 + S_{i2}^N \cdot a_2 \quad i = 1 \dots N \quad (2.3)$$

Resulta de particular interés la posibilidad de expresar el valor de las ondas incidentes sobre los  $N-2$  detectores de potencia  $b_i$  ( $i=3 \dots N$ ) en función de dos ondas cualesquiera de las cuatro presentes en los puertos accesibles 1 y 2, a saber,  $\delta, \sigma \in \{a_1, a_2, b_1, b_2\}$  con  $\delta \neq \sigma$ . Para conseguir esto, basta escribir  $a_1$  y  $a_2$  en función de  $\delta$  y  $\sigma$  a partir de un sistema lineal de dos ecuaciones y dos incógnitas formado por la ecuación (2.3) para  $i=1$  y 2:

$$a_1 = L_1 \cdot \delta + M_1 \cdot \sigma \quad (2.4)$$

$$a_2 = L_2 \cdot \delta + M_2 \cdot \sigma \quad (2.5)$$

La sustitución de las fórmulas (2.4) y (2.5) en (2.3) para  $i=3 \dots N$  permite obtener:

$$b_i = G_i \cdot \delta + H_i \cdot \sigma \quad i = 3 \dots N \quad (2.6)$$

Finalmente, la ecuación de lectura de potencia  $P_i$  del detector  $D_i$  viene dada por:

$$P_i = R_i \cdot |b_i|^2 = R_i \cdot |G_i \cdot \delta + H_i \cdot \sigma|^2 \quad i = 3 \dots N \quad (2.7)$$

donde, a través de  $S^N$ , las constantes  $G_i$  y  $H_i$  dependen únicamente de los parámetros de *scattering* de la unión pasiva de  $N$  puertos y del coeficiente de reflexión de los medidores de potencia. Conviene resaltar que, normalmente, el objetivo del proceso de medida no es otro que calcular el cociente  $\mu = \sigma/\delta$  en módulo y fase a partir de  $P_i$ . Por ello, se suele rescribir la ecuación (2.7) como [1]:

$$P_i = K_i \cdot |\delta|^2 \cdot |\mu - q_i|^2 \quad i = 3 \dots N \quad (2.8)$$

donde:

$$\mu = \sigma/\delta \quad (2.9)$$

$$K_i = R_i \cdot |H_i|^2 \quad i = 3 \dots N \quad (2.10)$$

$$q_i = G_i/H_i \quad i = 3 \dots N \quad (2.11)$$

Por ejemplo, para un reflectómetro que utilice como puerto de test el número 2, se tendría que  $\sigma = a_2$ ,  $\delta = b_2$  y  $\mu = \Gamma_L = a_2/b_2$  es el coeficiente de reflexión del DUT. En cambio, si se trata de un receptor, con OL inyectado por el puerto 1 y entrada de radiofrecuencia por el puerto 2,  $\sigma = a_2$ ,  $\delta = a_1$  y  $\mu = a_2/a_1$  es la envolvente compleja de la señal de RF entrante.

### 2.3 Interpretación geométrica de la técnica de seis puertos

---

Desde un punto de vista geométrico, la ecuación (2.8) representa, salvo por un factor de escala, el cuadrado de la distancia en el plano complejo entre los puntos  $\mu$  (cuyo valor se pretende medir) y  $q_i$ . Por tanto, como se muestra en la Fig. 2.3-(a), dicha ecuación define una circunferencia de radio  $d_i$ , formada por todos los puntos que verifican la siguiente relación:

$$d_i = \frac{P_i}{K_i \cdot |\delta|^2} = |\mu - q_i|^2 \quad (2.12)$$

Si se dispone de forma simultánea de varias lecturas de potencia adicionales, disminuye el número de puntos que pueden satisfacer el sistema de ecuaciones. Por ejemplo, para dos ecuaciones existen dos alternativas posibles (Fig. 2.3-(b)), mientras que, para tres, la solución es única, ya que, si tres circunferencias distintas se cortan entre sí, sólo pueden hacerlo en un punto (Fig. 2.3-(c)). Esto implica que, para realizar una medida vectorial sin ambigüedad, es necesario un mínimo de tres medidas escalares de potencia. La consecuencia de este resultado es que un sistema de cinco puertos constituye la implementación más básica de esta técnica.

Sin embargo, no es raro trabajar con más de tres detectores, dado que esto puede aportar ventajas al funcionamiento del sistema. Por ejemplo, en los reflectómetros de seis puertos, un cuarto medidor logra independizar la solución del problema del término  $|\delta|^2$ , que está relacionado con el nivel de oscilador. Esto redundaría en una menor sensibilidad a las fluctuaciones de potencia de la fuente de señal. En otros casos, los detectores adicionales permiten un cierto promediado estadístico que hace al sistema menos vulnerable a la propagación de errores en las lecturas de potencia  $P_i$ .

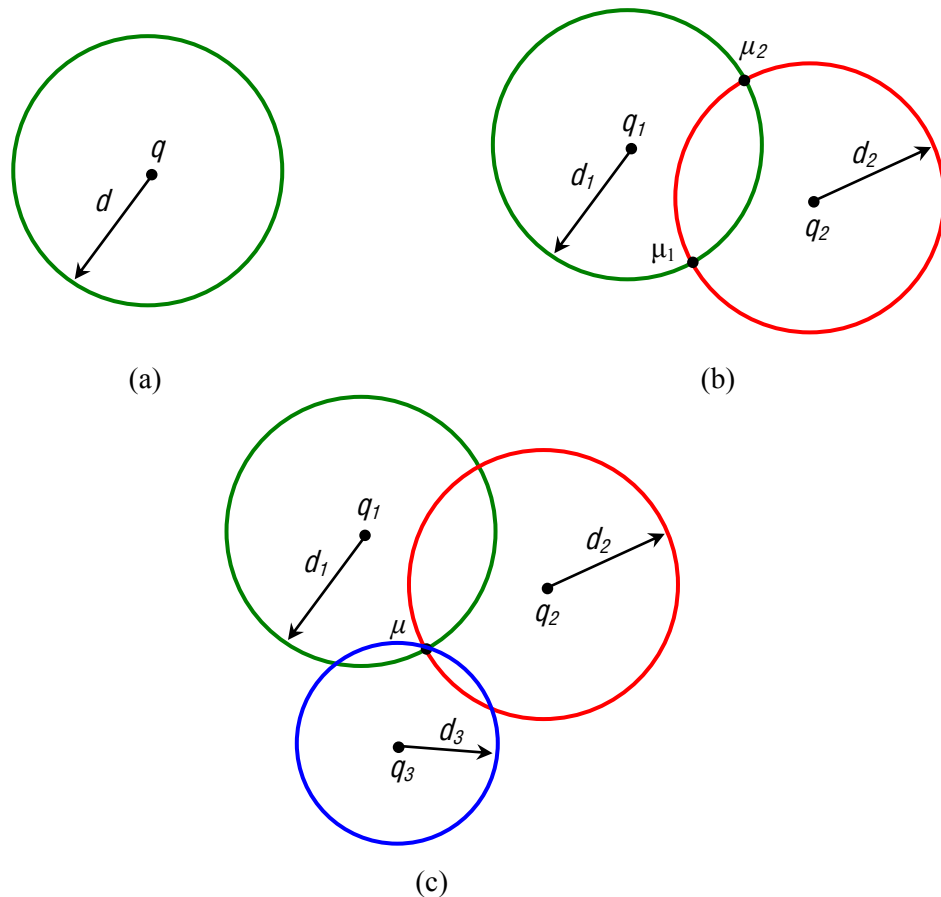


Fig. 2.3: Interpretación geométrica de la técnica de seis puertos. (a) Un detector; (b) dos detectores; (c) tres detectores.

En la referencia [1], Engen demostró que las prestaciones de esta tecnología dependen sensiblemente de la posición de los centros  $q_i$  de las circunferencias definidas en la ecuación (2.12). Para minimizar la incertidumbre que introducen los errores de medida de potencia (causados por la no linealidad o el ruido de los detectores), los  $q_i$  deben estar distribuidos de forma simétrica con respecto al origen del plano complejo, es decir, misma amplitud  $|q_i| = |q|$  y fases equiespaciadas. Basándose en consideraciones de rango dinámico, Engen probó que, si  $|\mu| \leq 1$ , el valor óptimo de  $|q_i|$  es  $|q| = 1.5$ . Por ejemplo, en caso de utilizar tres lecturas de potencia para resolver el problema, la posición más adecuada de los centros es  $|q| = 1.5$  y una separación angular de  $120^\circ$ .

## 2.4 Resolución matemática del problema

---

Tras la explicación gráfica de la sección anterior, en este apartado se va a plantear un sistema de ecuaciones cuya resolución da lugar a un algoritmo matemático que obtiene una medida vectorial a partir de un cierto número de lecturas de potencia.

En este punto es necesario expandir la ecuación (2.8):

$$P_i = K_i \cdot |\delta|^2 \cdot (|\mu|^2 - 2 \cdot q_{i,re} \cdot \mu_{re} - 2 \cdot q_{i,im} \cdot \mu_{im} + |q_i|^2) \quad i = 3 \dots N \quad (2.13)$$

donde  $q_{i,re} = \text{Re}(q_i)$ ,  $q_{i,im} = \text{Im}(q_i)$ ,  $\mu_{re} = \text{Re}(\mu)$  y  $\mu_{im} = \text{Im}(\mu)$ . Gracias a la ecuación (2.13) se pueden proponer dos métodos de resolución del problema, que plantean diferentes sistemas de ecuaciones de potencia. En el primero, se trabaja con lecturas de potencia absolutas, lo que conlleva asumir que el nivel de oscilador es constante en todo momento. En cambio, el segundo maneja lecturas de potencia relativas, de manera que, en ausencia de errores en los detectores, el funcionamiento del sistema es independiente de la potencia de oscilador.

#### 2.4.1 Método de lecturas de potencia absolutas

---

Bajo la premisa de que  $|\delta|^2$  es constante, a partir de la ecuación (2.13) se puede formular un sistema de un mínimo de tres ecuaciones lineales, con los términos  $\mu_{re}$ ,  $\mu_{im}$  y  $|\mu|^2$  como incógnitas. Para el caso de un dispositivo de cinco puertos:

$$P_i = X_1 \cdot |\mu|^2 + X_2 \cdot \mu_{re} + X_3 \cdot \mu_{im} + X_4 \quad i = 3 \dots 5 \quad (2.14)$$

La resolución de este sistema de ecuaciones conduce a una expresión de la forma:

$$\mu = \sum_{i=3}^5 A_i \cdot P_i + C \quad (2.15)$$

donde las cuatro constantes complejas  $A_i$  ( $i=3 \dots 5$ ) y  $C$ , que dependen del *setup* multipuerto (esto es, del dispositivo *five-port* y los tres medidores de potencia) y del nivel de potencia de oscilador a través de  $|\delta|^2$ , se hallan mediante un procedimiento de calibración. La redundancia del método proviene del hecho de que, a pesar de que  $|\mu|^2$  es función de  $P_i$  por medio de una ecuación similar a (2.15), también se puede calcular su valor gracias a la relación matemática  $|\mu|^2 = \mu \cdot \mu^*$ . Esto permite formular la siguiente ecuación, que liga a las lecturas de potencia entre sí [17]:

$$\begin{aligned} & a \cdot P_3^2 + b \cdot \zeta^2 \cdot P_4^2 + c \cdot \rho^2 \cdot P_5^2 + (c - a - b) \cdot \zeta \cdot P_3 \cdot P_4 + \\ & + (b - a - c) \cdot \rho \cdot P_3 \cdot P_5 + (a - b - c) \cdot \zeta \cdot \rho \cdot P_4 \cdot P_5 + \\ & + a \cdot (a - b - c) \cdot P_3 + b \cdot (b - a - c) \cdot \zeta \cdot P_4 + \\ & + c \cdot (c - a - b) \cdot \rho \cdot P_5 + a \cdot b \cdot c = 0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

con  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $\rho$  y  $\zeta$  constantes dependientes del *setup* multipuerto y de  $|\delta|^2$ .

#### 2.4.2 Método de lecturas de potencia relativas

---

En este método, el valor de  $|\delta|^2$  se reconoce explícitamente como incógnita del problema. Por esta razón, el sistema de ecuaciones es diferente, ya que va a constar de, al menos, cuatro ecuaciones de potencia para hallar un total de cuatro incógnitas  $|\delta|^2 \cdot \mu_{re}$ ,  $|\delta|^2 \cdot \mu_{im}$ ,  $|\delta \cdot \mu|^2$  y  $|\delta|^2$ . Para la situación más sencilla de un dispositivo de seis puertos:

$$P_i = Y_1 \cdot |\delta \cdot \mu|^2 + Y_2 \cdot |\delta|^2 \cdot \mu_{re} + Y_3 \cdot |\delta|^2 \cdot \mu_{im} + Y_4 \cdot |\delta|^2 \quad i = 3 \dots 6 \quad (2.17)$$

A partir de la ecuación (2.17), es posible obtener  $|\delta|^2 \cdot \mu_{re}$ ,  $|\delta|^2 \cdot \mu_{im}$  y  $|\delta|^2$  como:

$$|\delta|^2 \cdot \mu_{re} = \sum_{i=3}^6 T_i \cdot P_i \quad (2.18)$$

$$|\delta|^2 \cdot \mu_{im} = \sum_{i=3}^6 U_i \cdot P_i \quad (2.19)$$

$$|\delta|^2 = \sum_{i=3}^6 V_i \cdot P_i \quad (2.20)$$

donde  $T_i$ ,  $U_i$  y  $V_i$  ( $i=3\dots 6$ ) son constantes reales que, en esta ocasión, dependen únicamente del *setup* multipuerto.

El cálculo del vector  $\mu$  a partir de las fórmulas (2.18-2.20) es sencillo. Para ello, conviene normalizar tres de las lecturas de potencia con respecto a una cuarta, por ejemplo,  $P_4$ :

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{|\delta|^2 \cdot \mu_{re} + j \cdot |\delta|^2 \cdot \mu_{im}}{|\delta|^2} = \frac{\sum_{i=3}^6 (T_i + j \cdot U_i) \cdot P_i}{\sum_{i=3}^6 V_i \cdot P_i} = \\ &= \frac{h_4 + h_3 \cdot p_3 + h_5 \cdot p_5 + h_6 \cdot p_6}{1 + g_3 \cdot p_3 + g_5 \cdot p_5 + g_6 \cdot p_6} \end{aligned} \quad (2.21)$$

donde  $p_i = P_i/P_4$  son las lecturas relativas de potencia, y  $h_i$ ,  $g_i$  hacen un total de siete constantes de calibración que deben ser determinadas mediante un proceso adecuado.

De forma parecida a lo que sucedía al manejar potencias absolutas, la relación  $(|\delta|^2 \cdot \mu_{re})^2 + (|\delta|^2 \cdot \mu_{im})^2 = |\delta|^2 \cdot |\delta \cdot \mu|^2$  permite escribir una ecuación de redundancia en  $\rho_i$  [17]:

$$\begin{aligned}
 & a \cdot p_3^2 + b \cdot \zeta^2 \cdot p_5^2 + c \cdot \rho^2 \cdot p_6^2 + (c - a - b) \cdot \zeta \cdot p_3 \cdot p_5 + \\
 & + (b - a - c) \cdot \rho \cdot p_3 \cdot p_6 + (a - b - c) \cdot \zeta \cdot \rho \cdot p_5 \cdot p_6 + \\
 & + a \cdot (a - b - c) \cdot p_3 + b \cdot (b - a - c) \cdot \zeta \cdot p_5 + \\
 & + c \cdot (c - a - b) \cdot \rho \cdot p_6 + a \cdot b \cdot c = 0
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

siendo  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $\rho$  y  $\zeta$  constantes cuyo valor sólo tiene que ver con el *setup* multipuerto.

### 2.4.3 Comparación entre ambos métodos

Aunque el método de lecturas de potencia absolutas es más sencillo a nivel hardware y software, las consecuencias de su uso, derivadas de suponer que  $|\delta|^2$  es constante, deben ser ponderadas cuidadosamente en cada aplicación. Por ejemplo, en un reflectómetro como el que se muestra en la Fig. 1.4,  $\mu = \Gamma_L$  y  $\delta = a_L$ . Hay que tener en cuenta que, en una situación real, las pérdidas de retorno que el instrumento presenta en el puerto de test (puerto 2 en la Fig. 2.1) son finitas, de modo que el parámetro  $\delta$  queda relacionado con el coeficiente de reflexión del DUT. Para evaluar dicha dependencia, se va a analizar la conexión en el puerto de test mediante el circuito equivalente que aparece en la Fig. 2.4, donde el reflectómetro se modela como un generador con coeficiente de reflexión a la salida  $\rho_g$ .

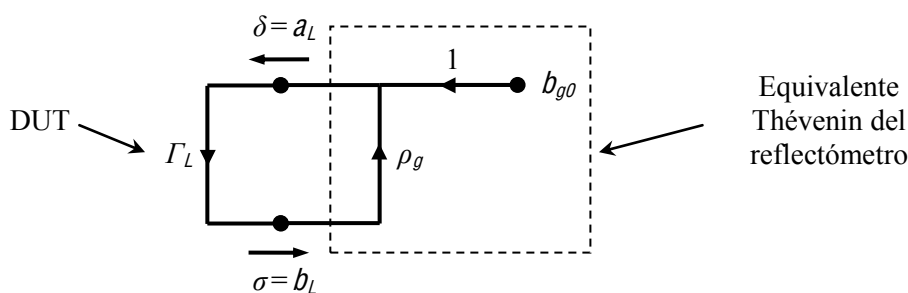


Fig. 2.4: Circuito equivalente de la conexión entre el reflectómetro y el DUT.

Con la ayuda del grafo de flujo de señal de la Fig. 2.4 se calcula  $\delta = a_L$ :

$$\delta = a_L = \frac{b_{g0}}{1 - \rho_g \cdot \Gamma_L} \tag{2.23}$$



A partir de la fórmula (2.23) es posible acotar el valor de  $|\delta|^2$ :

$$\frac{|b_{g0}|^2}{(1 + |\rho_g \cdot \Gamma_L|)^2} \leq |\delta|^2 \leq \frac{|b_{g0}|^2}{(1 - |\rho_g \cdot \Gamma_L|)^2} \quad (2.24)$$

Si las cargas que se van a medir son pasivas, entonces  $|\Gamma_L| \leq 1$  y finalmente:

$$\frac{|\delta|_{m\acute{a}x}^2}{|\delta|_{m\acute{i}n}^2} (dB) = 20 \cdot \log_{10} \frac{1 + |\rho_g|}{1 - |\rho_g|} \quad (2.25)$$

donde  $|\delta|_{m\acute{a}x}^2$  y  $|\delta|_{m\acute{i}n}^2$  son, respectivamente, los valores máximo y mínimo de  $|\delta|^2$  en la región  $|\Gamma_L| \leq 1$ .

En la Fig. 2.5 se representa  $|\delta|_{m\acute{a}x}^2/|\delta|_{m\acute{i}n}^2$  simulado por medio de la ecuación (2.25) frente a las pérdidas de retorno del reflectómetro en el puerto de test  $RL_g = -20 \cdot \log_{10} |\rho_g|$  (dB). Se observa que, incluso para sistemas bien adaptados, con pérdidas de retorno superiores a 25 dB,  $|\delta|_{m\acute{a}x}^2/|\delta|_{m\acute{i}n}^2$  puede llegar a 1 dB. Estas variaciones de potencia incidente sobre el DUT no sólo aparecen durante el proceso de medida, sino también al conectar las distintas cargas necesarias a lo largo de la calibración del instrumento. Como consecuencia, para satisfacer las estrictas especificaciones de exactitud presentes en esta aplicación (p. e., del orden de 0.1 dB en amplitud de  $\Gamma_L$ ), el método de lecturas de potencia relativas es más apropiado que la técnica de medidas de potencia absolutas, ya que elimina el término  $|\delta|^2$  del problema.

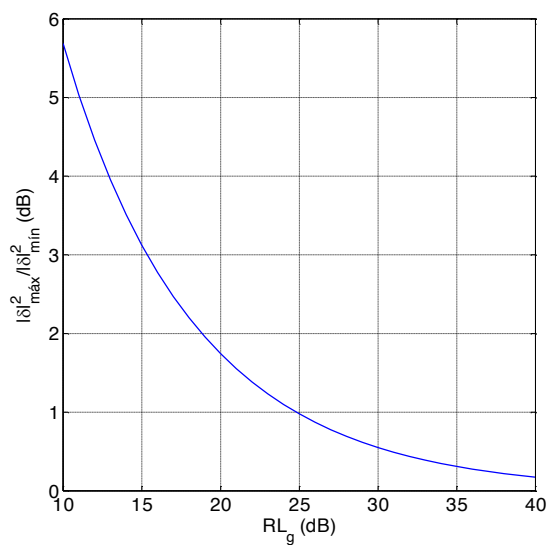


Fig. 2.5: Estudio de la dependencia de la potencia de la onda incidente sobre el DUT  $|\delta|^2$  con las pérdidas de retorno en el puerto de test del reflectómetro  $RL_g$  (dB) ( $|\Gamma_L| = 1$ ).

Un caso parecido al reflectómetro es el radar anticolidión [51]. Su funcionamiento consiste en determinar la posición y velocidad de un objetivo mediante medidas de coeficiente de reflexión, que deberían ser independientes del valor de  $|\delta|^2$  (porque la potencia de onda reflejada que llega al receptor del sistema es proporcional a la que se transmite). Sin embargo, como no se requiere una incertidumbre de medida tan baja como en un analizador de redes, es posible elegir el método de medidas de potencia absolutas, pese a su sensibilidad a las variaciones de  $|\delta|^2$ . A fin de mitigar los errores producidos por dichas variaciones, en [52] se sugiere incrementar la amplitud de OL. De esa forma, la exactitud del sistema se acerca a la que ofrece la técnica de lecturas de potencia relativas.

Existe otro grupo de aplicaciones, entre las que se encuentra el receptor multipuerto para comunicaciones [24], donde, en contraste con el reflectómetro, no es necesario que los puertos 1 y 2 del dispositivo multipuerto estén comunicados. En estos sistemas la potencia de RF entrante es independiente de la potencia de oscilador local. Por esta razón, la amplitud de la señal banda-base  $\mathfrak{s}(t) = \mu(t)$  es inversamente proporcional a  $|\delta|$ . Esto implica que las fluctuaciones de la potencia de OL producen cambios en la amplitud de  $\mathfrak{s}(t)$ . Tal efecto lo puede corregir un algoritmo CAG (Control Automático de Ganancia) en el dominio digital, que conserva la potencia media de  $\mathfrak{s}(t)$ . Por otro lado, la absorción de  $|\delta|^2$  en las constantes  $X_i$  de la ecuación (2.14) para el método de lecturas de potencia absolutas implica que  $A_i$  y  $C$  en la ecuación (2.15) son inversamente proporcionales al valor que  $|\delta|^2$  presenta a lo largo de la calibración  $|\delta|_{cal}^2$ . Si durante el funcionamiento del receptor la potencia de oscilador local  $|\delta|_{fun}^2$  es diferente de  $|\delta|_{cal}^2$  ( $|\delta|_{fun}^2 \neq |\delta|_{cal}^2$ ), en la ecuación (2.15) los productos  $A_i \cdot P_i$  introducen i) un error de escala  $|\delta|_{fun}^2 / |\delta|_{cal}^2$  adicional y ii) una componente de continua o *IQ offset* que la constante  $C$  no logra compensar. Mientras que el primer problema lo puede solucionar el CAG, el segundo requiere cierto procesado adicional para mantener el valor medio de la señal banda-base. Esto no supone un inconveniente importante, puesto que la necesidad de estrategias de cancelación de *IQ offset* es una característica común de los receptores de conversión directa. Según este razonamiento, en este caso se puede aplicar el método de medidas de potencia absolutas con éxito. A pesar de ello, conviene resaltar que las técnicas que emplean lecturas relativas son menos sensibles a las fluctuaciones de potencia de OL, ya que no generan el *IQ offset* antes mencionado.

## 3 Técnicas de caracterización de dispositivos ópticos

---

### 3.1 Introducción

---

La rápida evolución de las redes de telecomunicación en los últimos tiempos está fuertemente relacionada con el espectacular desarrollo de Internet, los servicios asociados a ésta y la comunicación multimedia [25,26]. El tráfico, que tradicionalmente estaba dominado por los servicios de voz, ha pasado a estar constituido, en su mayoría, por datos cuyo volumen crece exponencialmente, casi doblándose anualmente desde 1997 [53]. La tecnología fotónica es la clave para satisfacer la consiguiente demanda de ancho de banda, aprovechando la enorme capacidad (del orden de las centenas de Tb/s) y reducidas pérdidas (hasta 0.2 dB/Km) de la fibra óptica y utilizando conmutadores ópticos, lo que permite crear redes de transporte ópticas reconfigurables, que componen un núcleo de red muy flexible y de un elevado ancho de banda [4].

Si se tiene en cuenta que la velocidad a la que un usuario final (por ejemplo, un ordenador personal o una pasarela que actúe de interfaz con subredes de menor capacidad) accede a la red está limitada por los dispositivos electrónicos a pocos Gb/s (lo que queda cuatro órdenes de magnitud por debajo de la capacidad de la fibra óptica) la solución para explotar todo el ancho de banda potencial que la fibra ofrece consiste en que la arquitectura de la red y los protocolos empleados permitan la concurrencia de transmisiones de diversos usuarios. En la actualidad, frente a alternativas como la Multiplexación por División en el Tiempo TDM (*Time-Division Multiplexing*) o por División de Código CDM (*Code-Division Multiplexing*), se ha impuesto la tecnología de Multiplexación por División de Longitud de Onda WDM (*Wavelength-Division Multiplexing*) para alcanzar dicha concurrencia, gracias a que los equipos finales deben trabajar a la tasa de bit de un canal WDM, que se puede ajustar de forma conveniente a la velocidad de proceso de los circuitos electrónicos [26].

La WDM consiste en dividir el vasto ancho de banda óptico de la fibra en diversos canales asociados a portadoras ópticas de longitud de onda distinta, sobre las que se transmiten flujos de información diferentes. Todos estos canales se inyectan simultáneamente en una sola fibra óptica, lo que resulta posible gracias a que las señales ópticas de diferente longitud de onda se propagan por la fibra sin interferir entre sí.

Cuando en un sistema WDM el espaciado entre canales es inferior a 200 GHz, se aplica el término Multiplexación por División de Longitud de Onda Densa DWDM (*Dense Wavelength-Division Multiplexing*) [27]. La mayoría de los sistemas DWDM actuales se basan en una rejilla de frecuencias centrada en torno a 1552.52 nm que define la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) en el estándar G.694.1: i) ochenta canales adyacentes de hasta 10 Gbps separados 50 GHz (0.4 nm) y ii) cuarenta canales adyacentes de hasta 40 Gbps distanciados 100 GHz (0.8 nm) [54]. La nueva tecnología 100 Gigabit Ethernet va a alcanzar tasas binarias de 100 Gbps por canal con un espaciado de 50 GHz por medio de un esquema DP-QPSK (*Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying*) que emplea diversidad de polarización y modulación QPSK [55].

Los sistemas DWDM constan de los siguientes componentes: i) transmisores láser; ii) dispositivos ópticos pasivos como multiplexores/demultiplexores y multiplexores de inserción/extracción OADM (*Optical Add/Drop Multiplexer*); iii) amplificadores ópticos (que permiten compensar las pérdidas que introduce la fibra durante el trayecto sin recurrir a los clásicos regeneradores electro-ópticos) y iv) receptores ópticos de banda ancha. La tendencia general es incrementar el número de canales y reducir el espaciado entre los mismos, lo que permite un uso más eficiente del ancho de banda de la fibra a la vez que minimiza los efectos de la dispersión que ésta introduce sobre cada canal. Esto impone fuertes requisitos al transmisor láser, que debe ser capaz de emitir a una longitud de onda muy exacta con elevada resolución. Además, las especificaciones para la respuesta en frecuencia de los dispositivos pasivos también son muy estrictas. Por ejemplo, un OADM que se utilice para extraer un determinado canal de un flujo DWDM deberá ser tanto más selectivo cuanto menor sea la separación entre canales adyacentes. Otro factor a considerar es que, en comunicaciones de largo alcance, a través de infraestructuras ópticas muy complejas, la señal óptica atraviesa innumerables dispositivos ópticos DWDM (además de miles de kilómetros de fibra) que degradan la calidad de la señal. Por esta razón, un objetivo de diseño fundamental es garantizar la planicidad de la amplitud y la linealidad de la fase de la respuesta en frecuencia. Esto es más importante, si cabe, al recordar que en las futuras redes de comunicaciones ópticas no habrá regeneradores electro-ópticos (por cuestiones de coste y limitaciones de velocidad del enlace, entre otras razones), lo que ha motivado la aparición de

dispositivos ópticos capaces de compensar la dispersión de retardo de grupo sin necesidad de pasar al dominio eléctrico [56].

Especificaciones tan exigentes para los dispositivos pasivos DWDM conllevan una progresiva demanda de caracterización vectorial (es decir, tanto en amplitud como en fase) muy precisa de la respuesta en frecuencia de estos componentes. En respuesta a dicha demanda, han aparecido en el mercado soluciones muy diversas para la medida de dispositivos fotónicos pasivos.

En este Capítulo se esboza una perspectiva general del estado del arte de las técnicas de caracterización de dispositivos ópticos, entre las que se distinguen dos grandes grupos: los métodos indirectos y los métodos directos o interferométricos. Tras discutir las ventajas e inconvenientes de los procedimientos indirectos, representados por el método del desfase, se van a estudiar las técnicas directas, tanto en el dominio del tiempo (reflectometría óptica de baja coherencia) como de la frecuencia (reflectometría óptica coherente en el dominio de la frecuencia). Las características de los métodos directos en el dominio de la frecuencia (que resultan especialmente atractivos por ofrecer un equilibrio entre alcance, exactitud, duración y resolución de la medida) se pueden mejorar gracias a la introducción del concepto de diversidad de fase, que consiste en utilizar más de un fotodetector en el instrumento. Las ondas incidente y reflejada por el DUT atraviesan un dispositivo pasivo para llegar a cada detector con determinadas relaciones de amplitud y fase, de manera que los distintos interferogramas se procesan de forma analógica para simplificar el cálculo del coeficiente de reflexión del DUT. Este enfoque es muy parecido a la técnica de seis puertos, con la diferencia de que el cálculo analógico se sustituye por sofisticados procedimientos de calibración y medida digitales que son menos sensibles a las imperfecciones del hardware del instrumento. Por esta razón, la técnica de seis puertos se puede entender como un método de reflectometría óptica coherente en el dominio de la frecuencia con diversidad de fase.

### 3.2 Situación actual de los métodos de caracterización de dispositivos ópticos

---

La enorme demanda de dispositivos DWDM, fomentada por las crecientes exigencias de ancho de banda, está impulsando la necesidad de caracterizar con exactitud no sólo la respuesta en amplitud, sino también en fase, de dispositivos ópticos pasivos. La medida de fase, poco común hasta muy recientemente, se puede realizar con dos familias de métodos bien diferentes [57]: i) técnicas indirectas y ii) técnicas directas o interferométricas.

## 3.2.1 Técnicas indirectas

Las técnicas indirectas, como el método del desfase PSM (*Phase-Shift Method*), trasladan el problema a frecuencia de microondas, donde se miden la amplitud y la fase de la envolvente de una portadora óptica modulada en amplitud, en un montaje similar a la Fig. 3.1 [57].

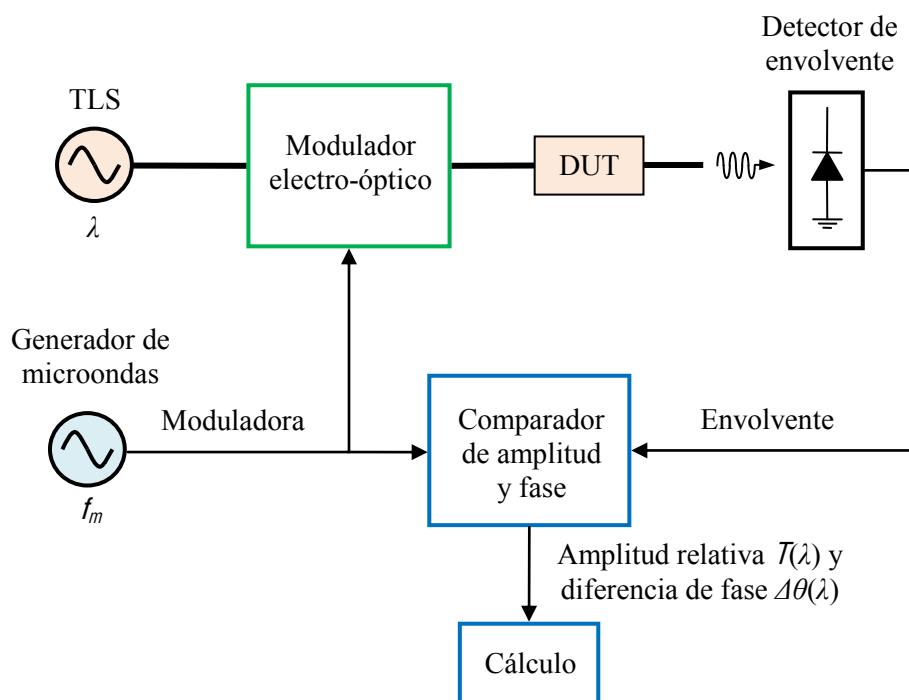


Fig. 3.1: Medida del retardo de grupo con el método PSM.

Un generador de microondas produce un tono de frecuencia  $f_m$  que, a través de un modulador electro-óptico, actúa sobre la amplitud de una portadora óptica de longitud de onda  $\lambda$  generada por una fuente láser sintonizable TLS (*Tunable Laser Source*). La señal óptica modulada atraviesa el DUT, cuya salida se conecta a un detector de envolvente. Finalmente, un comparador de amplitud y fase obtiene la amplitud relativa  $T(\lambda)$  y la diferencia de fase  $\Delta\theta(\lambda)$  entre la envolvente detectada y la moduladora, de donde se derivan los parámetros de interés. El método PSM asume que la fase de la respuesta en frecuencia del DUT es lineal en el ancho de banda de la portadora óptica modulada ( $2 \cdot f_m$ ) o, de forma equivalente, que el retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$  es constante en ese intervalo. Así,  $\tau_g(\lambda)$  se puede estimar a partir de la diferencia de fase en radianes como:

$$\tau_g(\lambda) = \frac{\Delta\theta(\lambda)}{2 \cdot \pi \cdot f_m} \quad (3.1)$$

Mientras que la resolución espectral es  $2 \cdot f_m$  según la hipótesis anterior, la resolución de la medida de retardo de grupo está determinada, principalmente, por la exactitud del comparador de fase electrónico [28]. De la fórmula (3.1) se deduce que, en general, aumentar la frecuencia  $f_m$  de la moduladora permite mejorar esta resolución, de manera que, para un comparador típico con una exactitud de  $0.1^\circ$ , se podría tener una resolución por debajo del picosegundo en la determinación de  $\tau_g(\lambda)$  con  $f_m > 278$  MHz. Sin embargo, al incrementar  $f_m$  pueden aparecer problemas en la caracterización de dispositivos ópticos cuya fase se aparte apreciablemente de la linealidad en el ancho de banda  $2 \cdot f_m$ , como es el caso de filtros ópticos muy selectivos. Por ejemplo, en [28] se demuestra que, para un FBG cuyo retardo de grupo varíe sinusoidalmente con un periodo  $\Delta\omega$ , si se cumple que  $f_m > 0.3 \cdot \Delta\omega$  se comete un error del 50% en la medida de la amplitud del rizado de  $\tau_g(\lambda)$  con el método PSM. Esto quiere decir que en esta técnica existe un fuerte compromiso entre la precisión en la medida de retardo de grupo y la resolución espectral.

Además, para atender la demanda del mercado, los fabricantes de componentes se ven obligados a incrementar su tirada de forma drástica. Por tanto, necesitan montajes de test sencillos y baratos que completen la medida en tiempos reducidos. Sin embargo, PSM no verifica ninguna de estas condiciones. Primero, el instrumento no es barato porque el comparador de amplitud y fase incorpora una electrónica compleja y costosa. En segundo lugar, la medida se realiza paso a paso para cada longitud de onda óptica y esto afecta negativamente a la velocidad de caracterización del DUT.

### 3.2.2 Técnicas directas o interferométricas

---

Las técnicas directas o interferométricas utilizan una fuente óptica, un acoplador óptico 2x2 y, al menos, un detector de potencia, como se observa en la Fig. 3.2. A través del acoplador 2x2, la luz emitida por la fuente llega tanto al brazo de test como al de referencia, donde se refleja en el DUT y en un espejo, respectivamente. Estas dos ondas reflejadas se combinan en el acoplador e inciden sobre el fotodetector, cuya salida se procesa para hallar el valor del coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L(\omega)$ .

En esta familia de métodos se emplea un esquema de detección coherente: la señal que proviene del brazo de referencia actúa como un oscilador local que se mezcla aditivamente en el detector de potencia con la onda reflejada por el DUT. En comparación con la alternativa no coherente, este tipo de detección mejora la sensibilidad del instrumento y relaja las especificaciones de rango dinámico exigido a la circuitería electrónica que procesa la salida del detector [58]. Sin embargo, puesto que dos señales ópticas inciden simultáneamente sobre este

dispositivo, se debe implementar un control de polarización. Otro inconveniente de los métodos interferométricos es que el montaje de medida presenta gran sensibilidad a todo tipo de perturbaciones mecánicas. Por esta razón, hay que realizar la medida en el menor tiempo posible.

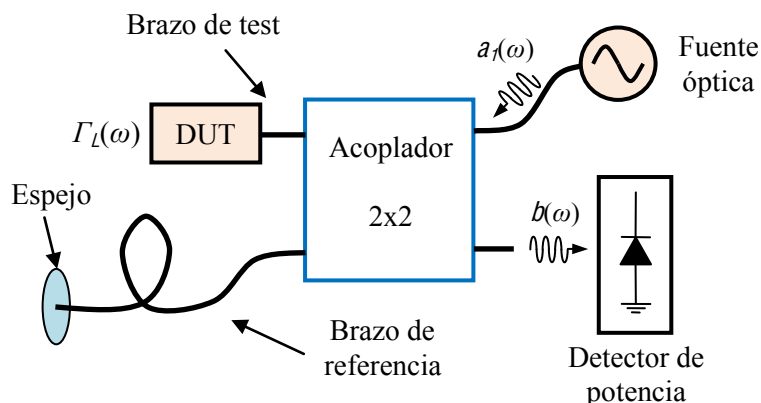


Fig. 3.2: Montaje típico en interferometría óptica.

Se distinguen dos grandes grupos de técnicas interferométricas: la Reflectometría Óptica de Baja Coherencia OLCR (*Optical Low Coherence Reflectometry*) y la Reflectometría Óptica Coherente en el Dominio de la Frecuencia C-OFDR (*Coherent Optical Frequency Domain Reflectometry*).

### 3.2.2.1 Reflectometría Óptica de Baja Coherencia

En el caso de OLCR, el instrumento se distingue por usar una fuente óptica de baja coherencia (que trabaja a longitud de onda fija) y un brazo de referencia de longitud  $L_{ref}$  variable. En la Fig. 3.3 se observa cómo la luz  $a_1(t)$  emitida por la fuente se refleja en el espejo móvil del brazo de referencia y viaja hasta el fotodetector, de forma que experimenta un retardo de ida y vuelta  $\tau_{ref} = 2 \cdot L_{ref} / v_{ref}$ , siendo  $v_{ref}$  la velocidad efectiva de propagación de la luz en el brazo de referencia. De manera similar, el campo reflejado en un determinado punto del DUT alcanza al fotodetector tras un cierto tiempo  $\tau_i$  desde que fue emitido por la fuente. Sólo es posible la interferencia en el detector cuando la diferencia de retardos  $\tau_i - \tau_{ref}$  verifica la condición:

$$|\tau_i - \tau_{ref}| < T_c \quad (3.2)$$

donde  $T_c$  es el tiempo de coherencia de la fuente [59]. Para cada valor de  $\tau_{ref}$  las contribuciones de las distintas reflexiones generadas en el DUT que satisfagan la ecuación (3.2) son indistinguibles a la salida del detector. Debido a ello, el instrumento sólo es capaz de discriminar reflexiones que



estén separadas en el tiempo más de  $2 \cdot T_c$ . Por lo tanto, la resolución temporal (y espacial) del reflectómetro será mejor cuanto más débil sea la coherencia de la fuente (es decir, cuanto menor sea  $T_c$ ). Al modificar la longitud del brazo de referencia, también cambia  $\tau_{ref}$ . Así se extrae información de distintas secciones de tamaño  $2 \cdot T_c$  de la respuesta temporal del dispositivo. De este modo, es posible caracterizar de forma progresiva la respuesta impulsiva del DUT, que es proporcional a la salida del fotodetector  $P(\tau_{ref})$ . A través de la transformada de Fourier se calcula la respuesta en frecuencia  $\Gamma_L(\omega)$ , de la que se derivan fácilmente otras medidas de interés (como el retardo de grupo). La calidad del resultado del test depende, en gran parte, de que las posiciones del espejo móvil estén bien calibradas [29]. Esto se consigue con la ayuda de un interferómetro coherente auxiliar.

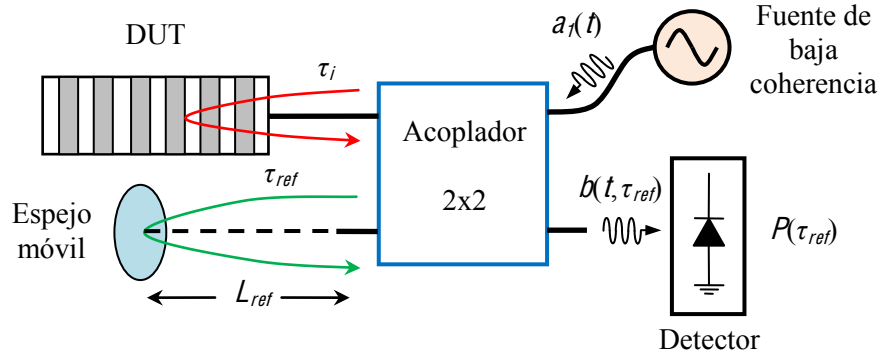


Fig. 3.3: Reflectómetro OLCR.

Aunque OLCR logra una gran sensibilidad (en torno a -160 dB [60]), con una resolución espacial del orden de los micrómetros y una exactitud mejor que un picosegundo para el retardo de grupo, su alcance de medida está limitado a un metro en implementaciones típicas [59], lo que resulta insuficiente en determinadas aplicaciones. Por otro lado, disponer de un alcance de medida reducido puede afectar a la resolución espectral del sistema, según se explica a continuación. Para un instrumento de este tipo, la duración de la mayor ventana temporal de observación  $\mathcal{W}(t)$  es  $\tau_{m\acute{a}x} = 2 \cdot L_{ref,m\acute{a}x} \cdot n_{ref} / c$ , donde  $L_{ref,m\acute{a}x}$  y  $n_{ref}$  son, respectivamente, la longitud máxima e índice de refracción efectivo del brazo de referencia, mientras que  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío. En el dominio de la frecuencia, el efecto de este enventanado es una convolución entre  $\Gamma_L(\omega)$  y la transformada de Fourier de la ventana  $\mathcal{W}(f)$ , que viene dada por la función *sinc*:

$$\mathcal{W}(f) = e^{-j \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_{m\acute{a}x}} \cdot \tau_{m\acute{a}x} \cdot \text{sinc}(f \cdot \tau_{m\acute{a}x}) \quad (3.3)$$

La definición habitual de la resolución espectral de la medida es el ancho de banda de separación entre nulos de  $\mathcal{W}(f)$ , cuyo valor es  $2/\tau_{m\acute{a}x}$  según la ecuación (3.3). Para un caso típico

con  $L_{ref,máx}=1$  m y  $n_{ref}=1.5$ , esto limita la resolución espectral a 200 MHz. A pesar de que se podría aumentar el alcance de medida por medio de un brazo de referencia más largo, que permita un mayor desplazamiento del espejo móvil, esta solución no se adopta en la mayor parte de las implementaciones, en tanto que impide que el instrumento sea compacto y manejable.

Finalmente, para OLCR la duración del test depende de la velocidad de desplazamiento del espejo móvil y la longitud del brazo de referencia, que en una situación normal son del orden de 1 mm/s y 1 m, respectivamente. Esto quiere decir que el instrumento necesita unos 15 minutos para medir un único dispositivo. Por tanto, la estabilidad mecánica del interferómetro es un aspecto crítico para el correcto funcionamiento del sistema.

### 3.2.2.2 Reflectometría Óptica Coherente en el Dominio de la Frecuencia

Como se muestra en la Fig. 3.4, en los métodos C-OFDR la longitud del brazo de referencia es fija y la fuente óptica es un TLS de alta coherencia cuya frecuencia de emisión se barre de forma lineal con el tiempo. En el brazo de test se conecta una fibra de longitud  $L_{test}$ .

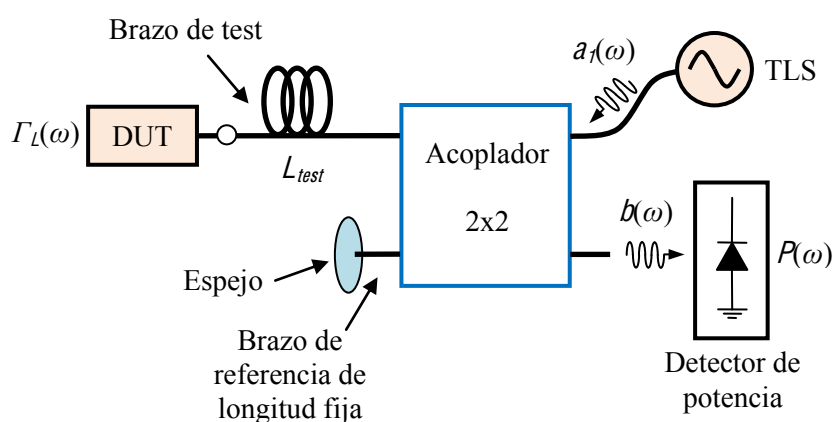


Fig. 3.4: Reflectómetro C-OFDR.

Si se acepta que el acoplador 2x2 es ideal y que la fuente láser está perfectamente adaptada, sobre el fotodetector incide una onda  $b(\omega)$  dada por:

$$b(\omega) = -\frac{j}{2} \cdot [\Gamma_L(\omega) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \omega \cdot \tau_{test}} - 1] \cdot a_1(\omega) \quad (3.4)$$

donde  $\tau_{test} = L_{test} \cdot n_{eff} / c$  es el retardo en transmisión de la fibra del brazo de test. La constante  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío y  $n_{eff}$  es el índice de refracción efectivo de la fibra

óptica (se asume que la dispersión en ésta es despreciable). La salida del detector de potencia es de la forma  $P(\omega) = |b(\omega)|^2$ :

$$P(\omega) = |a_1|^2 \cdot \frac{1 + |\Gamma_L(\omega)|^2 - 2 \cdot \text{Re}[\Gamma_L(\omega) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \omega \cdot \tau_{test}}]}{4} \quad (3.5)$$

donde se ha supuesto que la amplitud de onda  $|a_1(\omega)|$  con la que el TLS incide sobre el acoplador 2x2 es independiente de la frecuencia.

A partir de  $P(\omega)$  se pretende hallar el coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L(\omega)$ . Para ello, primero se debe calcular la transformada de Fourier inversa de  $P(\omega)$ :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} P(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega &= \frac{1}{\pi} \cdot \text{Re} \left\{ \int_0^{+\infty} P(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega \right\} = \\ &= \frac{|a_1|^2}{8 \cdot \pi} \cdot [2 \cdot \pi \cdot \delta(t) + \rho(t) * \rho(-t) - \rho(t - 2 \cdot \tau_{test}) - \rho(-t - 2 \cdot \tau_{test})] \end{aligned} \quad (3.6)$$

donde  $\rho(t)$  es la respuesta impulsiva del DUT. En la Fig. 3.5 se representan los distintos términos que aparecen en la ecuación (3.6). Se observa que, si  $\tau_{test}$  es suficientemente elevado, se puede eventanar el término  $\rho(t - 2 \cdot \tau_{test})$  para separar la respuesta impulsiva de interés (con un retardo de valor  $2 \cdot \tau_{test}$  de i) la componente de continua del interferograma; ii) la autocorrelación de  $\rho(t)$  y iii) el término  $\rho(-t - 2 \cdot \tau_{test})$ , que surge por trabajar con la parte real de  $\Gamma_L(\omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \omega \cdot \tau_{test}}$ . El valor de  $\Gamma_L(\omega)$  se obtiene de  $\rho(t)$  retornando al dominio de la frecuencia mediante la transformada de Fourier [61].

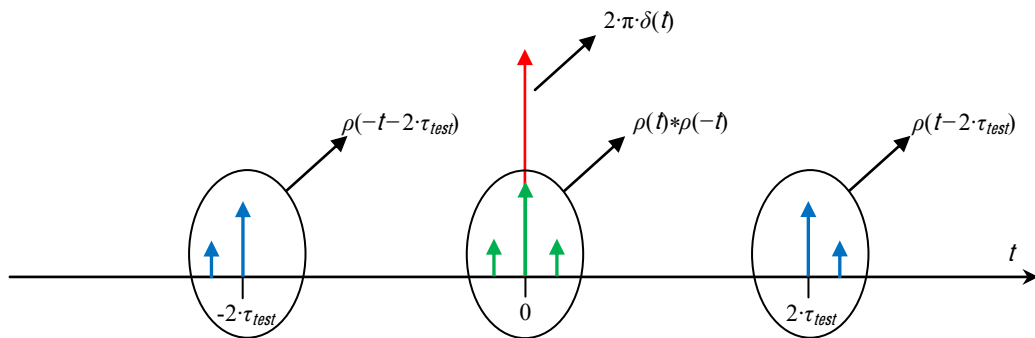


Fig. 3.5: Transformada de Fourier inversa de  $P(\omega)$  normalizada con respecto a  $|a_1|^2/8\pi$ .

Lógicamente, en una situación real, el intervalo de integración de la ecuación (3.6) se corresponde con el rango de frecuencias desde  $f_c - \Delta f/2$  hasta  $f_c + \Delta f/2$  barrido por el láser. Así, dicha fórmula se convierte en la ecuación (3.7).

$$\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} P(\omega) \cdot W(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega = \quad (3.7)$$

$$= \frac{|a_1|^2}{8 \cdot \pi} \cdot [2 \cdot \pi \cdot \delta(t) + \rho(t) * \rho(-t) - \rho(t - 2 \cdot \tau_{test}) - \rho(-t - 2 \cdot \tau_{test})] * w(t)$$

donde la función  $W(\omega)$  es una ventana paso-banda que define el intervalo de frecuencias de medida:

$$W(f) = \begin{cases} 1 & |f - f_c| < \Delta f/2 \\ 0 & |f - f_c| > \Delta f/2 \end{cases} \quad (3.8)$$

y  $w(t)$  es la transformada de Fourier inversa de  $W(\omega)$ :

$$w(t) = 2 \cdot \Delta f \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \cdot \text{sinc}(\Delta f \cdot t) \quad (3.9)$$

En la ecuación (3.7) conviene resaltar que la convolución con la función  $w(t)$  provoca un ensanchamiento temporal de las componentes que aparecían en la expresión (3.6). Esta convolución tiene dos efectos sobre la medida. El primero, que limita la resolución temporal con la que se puede observar la respuesta impulsiva del DUT. A fin de cuantificar dicho parámetro, es preciso notar que la envolvente de  $w(t)$  es la función  $\text{sinc}(\Delta f \cdot t)$ . Según el criterio habitual, la resolución temporal del sistema  $\Delta\tau$  coincide con el primer nulo de  $\text{sinc}(\Delta f \cdot t)$ :

$$\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.10)$$

La resolución espacial  $\Delta x$  se calcula a partir de  $\Delta\tau$  como sigue:

$$\Delta x = \frac{c}{2 \cdot n_{eff}} \cdot \Delta\tau \quad (3.11)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $n_{eff}$  es el índice de refracción efectivo del medio. Para deducir la ecuación (3.11) se ha tenido en cuenta que, en medidas de reflexión,  $\Delta\tau$  define un trayecto de ida y vuelta. Por ejemplo, en la banda de 1550 nm, un *span* de barrido de decenas de nanómetros consigue una resolución espacial del orden de las centenas de micras.

La segunda consecuencia de la convolución con  $w(t)$  es que los distintos términos que aparecen en el dominio del tiempo interfieren entre sí. Esto afecta al rango dinámico de medida

porque dificulta separar la componente de interés  $\rho(t-2\cdot\tau_{test})$  mediante un enventanado temporal. Para explicar esto, en la Fig. 3.6 se representa la ecuación (3.7) para un espejo  $\Gamma_L = -1$ , con  $\Delta f = 1.25$  THz (correspondiente a  $\pm 5$  nm en torno a 1550 nm) y  $\tau_{test} = 10$  ns ( $L_{test} = 2$  m para  $n_{eff} = 1.5$ ). Debido al ensanchamiento que produce la convolución, el término más potente del interferograma  $2\cdot\pi\cdot\delta(t)$  se solapa con  $\rho(t-2\cdot\tau_{test})$ . En el ejemplo, este efecto es poco significativo porque la contribución de  $2\cdot\pi\cdot\delta(t) * \mathcal{W}(t) = 2\cdot\pi\cdot\mathcal{W}(t)$  se sitúa unos 80 dB por debajo de  $\rho(t-2\cdot\tau_{test}) * \mathcal{W}(t)$  en  $t = 2\cdot\tau_{test}$  gracias a que el DUT es un reflector fuerte (conviene recordar que  $\Gamma_L = -1$ ). Sin embargo, la sensibilidad del sistema, que resulta importante para medir reflexiones débiles (como, por ejemplo, en la caracterización de redes ópticas complejas o del *backscatter* de Rayleigh), quedaría limitada por este fenómeno.

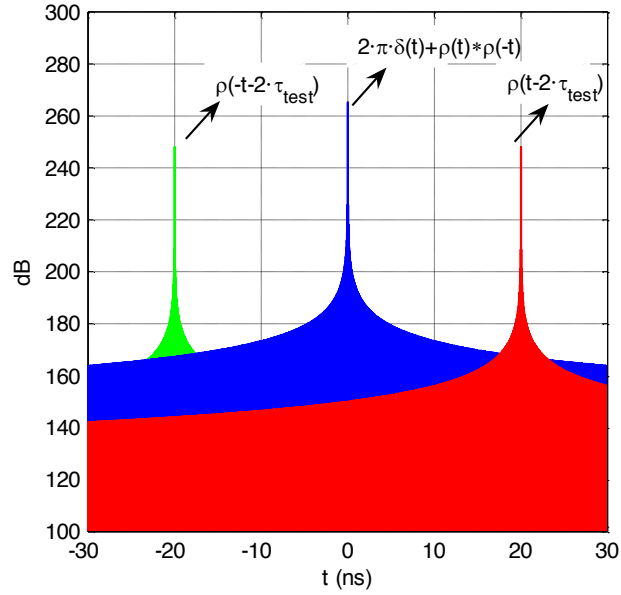


Fig. 3.6: Transformada de Fourier inversa de  $P(\omega)$  normalizada con respecto a  $|a_1|^2/8\pi$ . El ancho de banda de medida es de  $\pm 5$  nm en torno a 1550 nm.  $\Gamma_L = -1$ ,  $\tau_{test} = 10$  ns.

La solución para aumentar la sensibilidad de medida consiste en alejar  $\rho(t-2\cdot\tau_{test})$  de  $2\cdot\pi\cdot\delta(t)$  incrementando  $\tau_{test}$  (es decir,  $L_{test}$ ). De esta forma, en la ecuación (3.7) se reduce el nivel que el término  $2\cdot\pi\cdot\delta(t)*\mathcal{W}(t)$  presenta en  $t=2\cdot\tau_{test}$ . Esto ocurre porque la envolvente de  $\mathcal{W}(t)$  es la función  $\text{sinc}(\Delta f \cdot t)$  cuya amplitud decae con el tiempo. El módulo de  $\text{sinc}(2\cdot\Delta f \cdot \tau_{test})$  se representa en la Fig. 3.7. De forma asintótica, dicha función se puede acotar como:

$$|\text{sinc}(2 \cdot \Delta f \cdot \tau_{test})| < \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot \tau_{test}} \quad (3.12)$$

lo que permite dimensionar  $\tau_{test}$  en función de la sensibilidad de medida. En las aplicaciones habituales se desea medir reflexiones cercanas a los  $-100$  dB [62]. Para ello, la amplitud de

$2 \cdot \pi \cdot \delta(t) * \mathcal{W}(t)$  en  $t = 2 \cdot \tau_{test}$  normalizada con respecto a  $\mathcal{W}(0) = 2 \cdot \Delta f$  debe ser inferior a  $-100$  dB. Mediante la ecuación (3.12) se deduce que esta condición se cumple si  $\Delta f \cdot \tau_{test} > 10^5$ . En caso de emplear un TLS típico con un ancho de banda de sintonía del orden de 10 nm, debe ocurrir que  $\tau_{test} > 80$  ns. Esta situación se corresponde con  $L_{test} > 16$  m ( $n_{eff} = 1.5$ ).

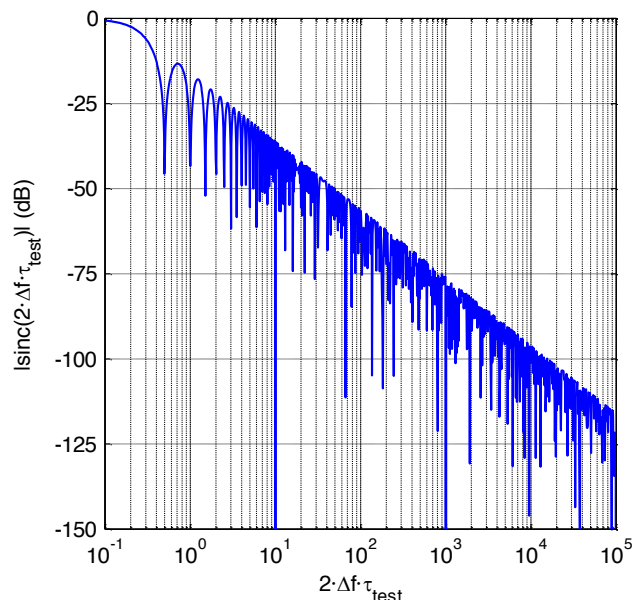


Fig. 3.7: Representación gráfica de la función  $|sinc(2 \cdot \Delta f \cdot \tau_{test})|$ .

Es necesario destacar que no se puede aumentar  $L_{test}$  indefinidamente para conseguir una mejor sensibilidad por los siguientes motivos. En primer lugar, cabe citar los efectos del ruido de fase del láser [63]:

- i) Pérdida de contraste del interferograma: el término de interés  $\rho(t - 2 \cdot \tau_{test})$  se atenúa de forma exponencial con  $L_{test}$ . Gracias a que la anchura de línea de los TLS actuales ronda los 100 KHz, este fenómeno es poco importante cuando  $L_{test}$  es del orden de las decenas de metros.
- ii) El ruido de fase del láser se convierte en ruido de intensidad a la salida del fotodetector. La amplitud de este ruido es proporcional al nivel de campo eléctrico reflejado y a la longitud del brazo de test  $L_{test}$ . Esto implica lo siguiente:
  - Incrementar la potencia emitida por el TLS no mitiga los efectos de la conversión de ruido de fase en ruido de intensidad.
  - Al crecer  $L_{test}$  se reduce la relación señal a ruido del interferograma y empeora la exactitud de medida.
  - Las reflexiones más intensas que se producen tanto en el DUT como en el *setup* de medida, así como toda la potencia de campo eléctrico que refleja la fibra óptica del brazo de test debido al efecto Rayleigh (que es proporcional a

$L_{test}$ ) degradan la sensibilidad del sistema para detectar reflexiones débiles [64].

En segundo lugar, hay que tener en cuenta que los métodos C-OFDR no son monofrecuencia, dado que la integral de  $P(\omega)$  que aparece en la ecuación (3.6) relaciona la medida del coeficiente de reflexión del DUT a una sola frecuencia  $\omega_o$  con los datos obtenidos a todas las longitudes de onda barridas por el TLS. Por esta razón, las prestaciones del instrumento están fuertemente condicionadas por las no linealidades del barrido de frecuencia de la fuente láser y las imprecisiones de los instantes de muestreo del interferograma, que tienen efectos parecidos al ruido de fase del láser [64]. Para paliar este problema se emplea un interferómetro auxiliar (muy similar al que aparece en la Fig. 3.4) que ayuda a determinar con exactitud la frecuencia de oscilación asociada a cada muestra del interferograma. Sin embargo, al incrementar  $L_{test}$  se tiene que muestrear el interferograma a mayor velocidad para que no se produzca aliasing en el dominio del tiempo. Esto provoca que disminuya la diferencia nominal de longitud de onda entre dos muestras consecutivas. Como resultado, el sistema es más vulnerable tanto a las no linealidades del barrido de frecuencia como a las imprecisiones de los instantes de muestreo.

Con el objetivo de reducir la sensibilidad del sistema a las imperfecciones anteriores (es decir: interferencia entre las distintas componentes en el dominio del tiempo, ruido de fase de la fuente láser, no linealidades del barrido de frecuencias e imprecisiones de los instantes de muestreo), es posible aplicar técnicas C-OFDR con diversidad de fase, que utilizan esquemas alternativos con varios fotodetectores para determinar el valor de  $\Gamma_L(\omega)$ . Estos métodos han sido propuestos, por ejemplo, para la obtención de imágenes biomédicas mediante Tomografía Óptica Coherente OCT (*Optical Coherent Tomography*) [65].

De cara a esta explicación, conviene ilustrar el funcionamiento de estos instrumentos a través de la estructura de reflectómetro C-OFDR con diversidad de fase que aparece en la Fig. 3.8. En ese montaje, el acoplador 2x2 se encarga de separar la onda incidente  $a_L(\omega)$  de la luz reflejada por el DUT  $b_L(\omega)$ . De forma ideal, las ondas  $a_f(\omega)$  y  $a_r(\omega)$  dependen de  $a_L(\omega)$  y  $b_L(\omega)$  como sigue:

$$\begin{bmatrix} a_1(\omega) \\ a_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \cdot \frac{b_L(\omega)}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau_{test}} \\ -j \cdot a_L(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \cdot \frac{\Gamma_L(\omega) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau_{test}}}{\sqrt{2}} \cdot a_L(\omega) \\ -j \cdot a_L(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

donde  $\tau_{test} = L_{test} \cdot n_{eff} / c$  es el retardo que introduce el tramo de fibra del brazo de test, que tiene longitud  $L_{test}$  e índice de refracción efectivo  $n_{eff}$ .

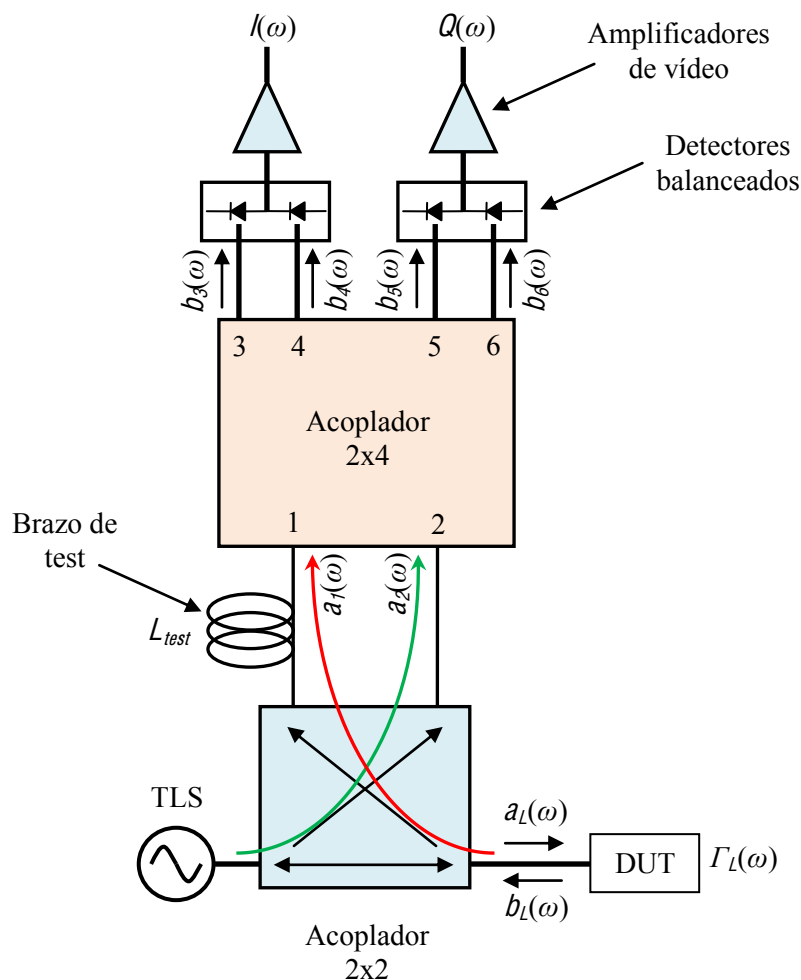


Fig. 3.8: Reflectómetro C-OFDR con diversidad de fase.

Las ondas  $a_1(\omega)$  y  $a_2(\omega)$  experimentan desfases relativos de  $0^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  y  $180^\circ$  hacia las cuatro salidas del acoplador óptico 2x4, de manera que las ondas  $b_i(\omega)$  ( $i=3\dots 6$ ) que inciden sobre los detectores se pueden escribir como:

$$\begin{bmatrix} b_3(\omega) \\ b_4(\omega) \\ b_5(\omega) \\ b_6(\omega) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} a_1(\omega) - a_2(\omega) \\ a_1(\omega) + a_2(\omega) \\ a_1(\omega) - j \cdot a_2(\omega) \\ a_1(\omega) + j \cdot a_2(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

A partir de la fórmula (3.14) se deduce la ecuación (3.15) para hallar  $|b_i(\omega)|^2$  ( $i=3\dots 6$ ):

$$\begin{bmatrix} |b_3(\omega)|^2 \\ |b_4(\omega)|^2 \\ |b_5(\omega)|^2 \\ |b_6(\omega)|^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \cdot \begin{bmatrix} |a_1(\omega)|^2 + |a_2(\omega)|^2 - 2 \cdot \text{Re}(a_1(\omega) \cdot a_2^*(\omega)) \\ |a_1(\omega)|^2 + |a_2(\omega)|^2 + 2 \cdot \text{Re}(a_1(\omega) \cdot a_2^*(\omega)) \\ |a_1(\omega)|^2 + |a_2(\omega)|^2 - 2 \cdot \text{Im}(a_1(\omega) \cdot a_2^*(\omega)) \\ |a_1(\omega)|^2 + |a_2(\omega)|^2 + 2 \cdot \text{Im}(a_1(\omega) \cdot a_2^*(\omega)) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$



Las salidas  $I(\omega)$  y  $Q(\omega)$  de los detectores balanceados, cuya respuesta toma valor  $R$ , se obtienen mediante la expresión (3.16):

$$\begin{bmatrix} I(\omega) \\ Q(\omega) \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} |b_4(\omega)|^2 - |b_3(\omega)|^2 \\ |b_6(\omega)|^2 - |b_5(\omega)|^2 \end{bmatrix} = R \cdot |a_L(\omega)|^2 \cdot \begin{bmatrix} \text{Re}(\Gamma_L(\omega) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau_{test}}) \\ \text{Im}(\Gamma_L(\omega) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau_{test}}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

En esta ecuación se observa que, mediante la resta de fotocorrientes que se produce a la salida de los detectores balanceados, se cancela la componente de onda rectificadora proporcional a  $|a_1(\omega)|^2 + |a_2(\omega)|^2$ . Además, gracias a la forma en que  $a_1(\omega)$  y  $a_2(\omega)$  se combinan en el acoplador 2x4 (ver la ecuación (3.14)) se obtiene el valor complejo de  $\Gamma_L(\omega) \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot \tau_{test})$ . Así se puede eliminar el término  $\rho(-t - \tau_{test})$  que aparecería en caso de trabajar únicamente con la parte real. Aunque en la práctica, debido a las imperfecciones del sistema, sólo se consigue una cancelación parcial de la componente de onda rectificadora y de  $\rho(-t - \tau_{test})$ , resulta más sencillo inventanar la respuesta impulsiva del DUT en el dominio del tiempo, lo que posibilita acortar el brazo de test para mitigar los inconvenientes que surgen al aumentar  $L_{test}$ . Por ejemplo, para un montaje típico, capaz de atenuar en unos 20 dB la componente de onda rectificadora y  $\rho(-t - \tau_{test})$  [65,66], sería factible reducir  $\tau_{test}$  en un orden de magnitud ( $L_{test} < 1.6$  m para una sensibilidad de  $-100$  dB), según la ecuación (3.12).

Es importante resaltar que el instrumento de la Fig. 3.8 es, esencialmente, un reflectómetro de seis puertos en el que se han reemplazado los procedimientos matemáticos de calibración y medida por un sencillo tratamiento analógico de la salida de los fotodetectores. El inconveniente de este enfoque reside en que la ganancia de prestaciones con respecto a los métodos C-OFDR convencionales está limitada por las imperfecciones del hardware. Un reflectómetro óptico de seis puertos calibrado, que se puede considerar un sistema C-OFDR con diversidad de fase, permite superar este problema por medio de algoritmos matemáticos que proporcionan un gran rechazo de las componentes indeseadas que aparecen en la medida. Por tanto, no sería necesaria la fibra de test del reflectómetro. Además, la técnica de seis puertos es un método monofrecuencia. Gracias a estas dos mejoras, el sistema resultaría menos sensible a las no idealidades de la fuente láser y a las imprecisiones de los instantes de muestreo del interferograma.

Los métodos C-OFDR ofrecen un aceptable equilibrio entre sus prestaciones: sensibilidad en torno a los  $-100$  dB, exactitud en la medida de retardo de grupo mejor que 1 ps y alcances de medida en el orden de decenas o centenas de metros, con una resolución espacial en torno al milímetro [67]. Aunque la sensibilidad de C-OFDR es peor que para las técnicas OLCR, el tiempo requerido para completar el test es mucho menor. Por ejemplo, un reflectómetro C-OFDR típico, con una velocidad de barrido de 10 nm/s, tarda tan sólo 10 segundos en recorrer un ancho de banda

de 100 nm. Las técnicas C-OFDR son muy apropiadas para aplicaciones como la caracterización de componentes y módulos de fibra óptica, la implementación de sensores distribuidos y la obtención de imágenes biomédicas.

### 3.3 Conclusiones

---

En este Capítulo se ha justificado la creciente demanda de caracterización vectorial de dispositivos fotónicos pasivos, originada por la rápida evolución de las redes de comunicaciones ópticas. A continuación se han presentado, de forma general, las familias más notables de técnicas de caracterización de dispositivos ópticos: i) métodos indirectos y ii) métodos directos o interferométricos, con particular énfasis en sus principales aplicaciones, ventajas e inconvenientes.

Las técnicas indirectas, entre las que destaca el método PSM, trasladan el problema a frecuencia de microondas. Aunque ésta ha sido la solución tradicional para obtener el retardo de grupo a frecuencias ópticas, no resulta la más adecuada para satisfacer las necesidades actuales de la industria, debido a i) la larga duración del test; ii) el coste y la complejidad del instrumento y iii) la dificultad para conseguir, de forma simultánea, precisión en la medida y elevada resolución espectral.

Las técnicas directas o interferométricas constituyen una alternativa prometedora para evitar los problemas de los procedimientos indirectos:

- i) Los equipos OLCR miden la respuesta impulsiva del DUT mediante un interferómetro al que se conectan una fuente óptica de baja coherencia, un espejo móvil y un fotodetector. La transformada de Fourier proporciona la respuesta en frecuencia del DUT, de la que se derivan los parámetros de interés (como el retardo de grupo). Las ventajas de OLCR se resumen en:
  - Una excelente sensibilidad (cercana a  $-160$  dB).
  - Incertidumbre de retardo de grupo inferior a un picosegundo.
  - Una buena resolución espacial (del orden de los micrómetros).

Entre sus inconvenientes, merece la pena destacar los siguientes:

- Su alcance máximo se queda en pocos metros debido a la construcción del espejo móvil. Por ello, su resolución espectral se limita a decenas o centenas de MHz.
- Tiempos de test de decenas de minutos.

- ii) Los métodos C-OFDR emplean un interferómetro al que se conectan una fuente láser sintonizable, un tramo de fibra de test, un espejo y un fotodetector. Durante la medida, se barre de forma lineal la frecuencia de emisión del láser. El interferograma que se registra a la salida del fotodetector se procesa digitalmente para hallar la respuesta en frecuencia del DUT. Finalmente, se calculan los parámetros de interés.

Los puntos fuertes de C-OFDR son:

- Sensibilidades en torno a  $-100$  dB, con alcance de medida del orden de decenas o centenas de metros.
- La resolución espectral del instrumento coincide con el ancho de línea del láser (que ronda las centenas de KHz).
- Incertidumbre de retardo de grupo inferior a un picosegundo.
- Resolución espacial del orden de las centenas de micrómetros.
- Tiempos de test de decenas de segundos.
- Equilibrio entre las distintas características del método, que lo hacen adecuado para la gran mayoría de las aplicaciones.

El problema más destacable de esta técnica es que la longitud de la fibra de test debe llegar a las decenas de metros para separar la respuesta del DUT del resto de componentes del interferograma. Por esta razón, el sistema es muy vulnerable ante:

- Las no idealidades de la fuente láser (ruido de fase y no linealidades del barrido de frecuencia).
- Las imprecisiones de los instantes de muestreo del interferograma.

Las debilidades de los métodos C-OFDR se pueden paliar mediante la introducción de esquemas con diversidad de fase. Según este enfoque, se usa un dispositivo óptico pasivo para que las ondas incidente y reflejada por el DUT lleguen a varios fotodetectores con distintas relaciones de fase. Los distintos interferogramas se procesan de forma analógica para aumentar la exactitud de la medida. Desde este punto de vista, el reflectómetro óptico de seis puertos se puede entender como un instrumento C-OFDR con diversidad de fase, que utiliza algoritmos de calibración y medida digitales para compensar los efectos de las imperfecciones del hardware.



## 4 Desarrollo de una técnica de calibración simplificada para el Reflectómetro Óptico de Seis Puertos

---

### 4.1 Introducción

---

A lo largo del Capítulo 3 se han presentado las técnicas más importantes de caracterización vectorial de dispositivos ópticos. Entre ellas, los métodos C-OFDR destacan por ofrecer un equilibrio satisfactorio entre las distintas características del instrumento. El mayor inconveniente de C-OFDR se encuentra en su vulnerabilidad ante el ruido de fase de la fuente láser, las no linealidades del barrido de frecuencia y las imprecisiones de los instantes de muestreo del interferograma. Aunque los esquemas con diversidad de fase se utilizan para mitigar este problema, su eficacia está limitada por su sensibilidad a las imperfecciones del hardware. La técnica de seis puertos ha demostrado a frecuencia de microondas su capacidad para absorber tales imperfecciones mediante calibración. Por este motivo, recientemente se ha propuesto un novedoso método C-OFDR con diversidad de fase basado en el reflectómetro de seis puertos para la caracterización vectorial de dispositivos fotónicos [31].

Los resultados publicados con anterioridad dentro de esta línea de investigación han tratado algunos de los aspectos más relevantes del reflectómetro para demostrar que es posible extender la técnica de seis puertos a las frecuencias ópticas. Primero, en [31] se diseñó un circuito óptico planar PLC (*Planar Lightwave Circuit*) de seis puertos con un comportamiento casi ideal en un amplio rango de longitudes de onda. Este componente sería el núcleo del reflectómetro óptico de seis puertos. En segundo lugar, en [33] se obtuvieron expresiones analíticas que revelan que la conversión del ruido de fase del láser en ruido de intensidad es la principal fuente de error en los fotodetectores del instrumento propuesto. Sin embargo, la calibración del reflectómetro, que es imprescindible para determinar los parámetros de interés del DUT [1], no ha sido estudiada todavía a frecuencias ópticas. Por este motivo, además, el comportamiento global del OSPR aún no ha sido analizado.

Como se ha explicado en el Capítulo 2, a frecuencia de microondas existen procedimientos muy sofisticados para calibrar el reflectómetro de seis puertos en dos pasos [17,18]. Durante el primero, llamado calibración del plano W, se conecta al instrumento un cierto número de cargas cuyo valor no necesita ser conocido con exactitud. La segunda fase, denominada calibración del bipuerto error o *error-box*, consiste en una calibración clásica de un cuatro-puertos, en la que se suele emplear un mínimo de tres estándares de calibración bien caracterizados (por ejemplo, una carga adaptada, un cortocircuito y un circuito abierto). La aplicación directa de estas estrategias a frecuencias ópticas presenta ciertas dificultades. Por un lado, la calibración del plano W precisa conectar al reflectómetro un mínimo de entre cinco y nueve cargas (en función del método concreto) que, pese a que su valor exacto no es importante, deben satisfacer de forma aproximada ciertas relaciones de amplitud y fase que no se pueden garantizar con sencillez a frecuencias ópticas. Por otro lado, en un montaje de fibra óptica sólo se puede disponer con facilidad de dos cargas patrón: un reflector de referencia y una carga adaptada. Esto quiere decir que no es factible llevar a cabo una calibración completa del *error-box*, ya que implicaría un estándar adicional. Finalmente, hay que tener en cuenta que el OSPR es una técnica de medida interferométrica y, por tanto, muy sensible a cualquier perturbación mecánica. Por este motivo, se debería minimizar el número de interconexiones requeridas durante el proceso de calibración.

En este Capítulo se propone una nueva estrategia para calibrar el OSPR conectando sólo tres dispositivos en fibra de fácil obtención: un espejo, una carga adaptada y un segundo espejo, conectado a un tramo de fibra cuya longitud se conoce de forma aproximada. De esta manera se pretende cumplir con los particulares requisitos de la calibración del instrumento a frecuencias ópticas. Mediante simulación se demuestra que este algoritmo de calibración permitiría medir con gran exactitud tanto las pérdidas de retorno como el retardo de grupo de componentes DWDM.

## 4.2 Fundamentos del reflectómetro óptico de seis puertos

---

### 4.2.1 Descripción del instrumento

---

La Fig. 4.1 muestra un diagrama simplificado del reflectómetro óptico de seis puertos propuesto en [31] para medir el coeficiente de reflexión complejo del DUT. Como se ha expuesto en el Capítulo 3, esta técnica se puede entender como un método C-OFDR con diversidad de fase. El instrumento está formado por un TLS de alta coherencia, un circuito pasivo de seis puertos y cuatro medidores de potencia óptica PM (*Power Meter*). Tanto el TLS como los PMs son equipos de elevadas prestaciones que se encuentran disponibles de forma comercial. La interconexión entre la unión de seis puertos y los PMs se lleva a cabo a través de tramos de fibra óptica estándar

(índice de refracción efectivo  $n_{eff}= 1.472$ ) de longitud  $L$  y conectores de baja reflectividad, como los de contacto físico recto (que tienen unas pérdidas de retorno superiores a 40 dB).

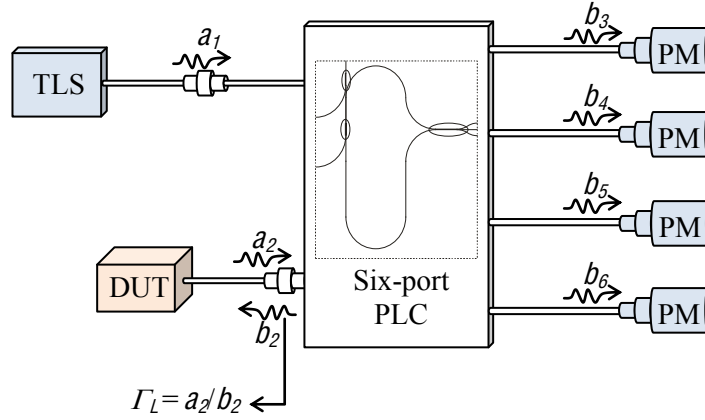


Fig. 4.1: OSPR para la medida vectorial del coeficiente de reflexión del DUT.

Las ventajas del OSPR frente a otros métodos C-OFDR se fundamentan en que:

- i) La teoría de seis puertos proporciona potentes herramientas para calibrar el instrumento. Gracias a esto, se puede prescindir de la fibra de test de decenas de metros de longitud, que es característica de otras técnicas C-OFDR.
- ii) Al contrario que en otros métodos C-OFDR, las ecuaciones de medida del OSPR permiten calcular el coeficiente de reflexión del DUT a una determinada longitud de onda  $\lambda_0$  a partir de las salidas de los PMs registradas sólo a  $\lambda_0$ .

De este modo, disminuye la sensibilidad del sistema a:

- i) El ruido de fase de la fuente láser.
- ii) Las no linealidades del barrido de longitudes de onda del TLS.
- iii) La imprecisión de los instantes de muestreo de los interferogramas.

Tras analizar el diagrama de bloques de la Fig. 4.1, las lecturas  $P_i$  de los cuatro PMs se pueden escribir como [31]:

$$P_i(\lambda) = K_i(\lambda) \cdot |b_2(\lambda)|^2 \cdot |1 - q_i^{-1}(\lambda) \cdot \Gamma_L(\lambda)|^2 \quad i = 3 \dots 6 \quad (4.1)$$

donde, a cada longitud de onda  $\lambda$ ,  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  son una constante real y una compleja, respectivamente,  $b_2(\lambda)$  es la onda incidente sobre el DUT, y  $\Gamma_L(\lambda) = a_2(\lambda)/b_2(\lambda)$  es el coeficiente de reflexión del dispositivo bajo prueba.

El núcleo del OSPR es el PLC de seis puertos diseñado y simulado en [31]. Este elemento ha sido concebido para satisfacer de forma aproximada, en un amplio rango de longitudes de onda desde 1500 a 1600 nm, las especificaciones identificadas por Engen para óptimo funcionamiento de un reflectómetro de seis puertos [1]: i)  $q_3(\lambda)$ ,  $q_5(\lambda)$ , y  $q_6(\lambda)$  situados de forma simétrica (es decir, con separación de  $120^\circ$ ) sobre una circunferencia de radio aproximado 1.5 y ii)  $q_4^{-1}(\lambda) = 0$  (de forma que el puerto 4 actúa como un puerto de referencia que muestrea la onda incidente sobre el DUT).

A fin de satisfacer este conjunto de requisitos se ha usado una estructura basada en acopladores de interferencia multimodo MMI (*Multimode Interference*) sobre tecnología *silica-on-silicon* de contraste  $\Delta n = 0.75\%$ . Como se observa en la Fig. 4.2, el PLC se compone, esencialmente, de tres acopladores conectados entre sí: dos acopladores 2x2 idénticos ( $M_1$  y  $M_2$ ) y un acoplador 2x3  $120^\circ$  ( $M_3$ ). Mientras que  $M_1$  funciona como un divisor de potencia que permite medir la amplitud de la onda que incide sobre el DUT desde el TLS,  $M_2$  separa las ondas incidente y reflejada y las dirige hacia  $M_3$ , que consigue que dichas ondas aparezcan a su salida con las relaciones de amplitud y fase necesarias para obtener la configuración de  $q_i$  deseada. La longitud de las guías de onda ópticas  $W_D$  y  $W_C$  se optimiza para minimizar las variaciones con la frecuencia de la posición de los  $q_i$  en el plano complejo.

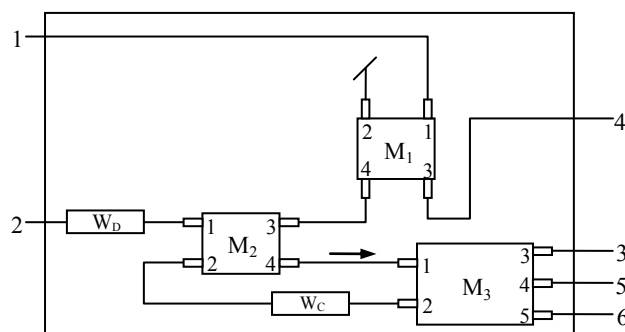


Fig. 4.2: Esquema del PLC de seis puertos.

El cálculo de las constantes  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  del instrumento de la Fig. 4.1 se lleva a cabo mediante un proceso de simulación en el que se conectan entre sí los distintos elementos del sistema, representados por sus matrices de parámetros S. En cuanto al PLC de seis puertos, estos parámetros han sido determinados a través de simulación en [31]. La caracterización de la conexión entre el PLC y los PMs requiere considerar los conectores PLC-fibra y fibra-PM, que son de contacto físico recto. Gracias a que las pérdidas en estas transiciones son muy bajas, sus parámetros de *scattering*  $S_{PC}$  se pueden hallar de forma aproximada a partir de su reflectividad  $R = -40$  dB mediante la propiedad unitaria (ver la ecuación (4.2)).



$$S_{PC} = \begin{bmatrix} 10^{R(dB)/20} & \sqrt{1 - 10^{R(dB)/10}} \\ \sqrt{1 - 10^{R(dB)/10}} & 10^{R(dB)/20} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Como se observa en la ecuación (4.2), se ha considerado que los parámetros S de las conexiones en ángulo recto son números reales. Esta suposición resulta aceptable en tanto que su retardo de propagación es despreciable frente al que tienen asociado las propias fibras de interconexión.

En la Fig. 4.3 se representa el valor simulado de los puntos  $q_i(\lambda)$  ( $i=3, 5, 6$ ) del OSPR, en una situación en que la longitud de las fibras de interconexión de los medidores de potencia es  $L=40$  cm. Esta gráfica revela que en todo el ancho de banda de funcionamiento se cumpliría con el primero de los objetivos de diseño del reflectómetro, ya que estos puntos presentan una amplitud cercana a 1.5 y una separación angular próxima a  $\pm 120^\circ$ . En cuanto a la segunda especificación, en la Fig. 4.4 se comprueba que  $|q_4^{-1}(\lambda)| < -45$  dB desde 1500 a 1600 nm y que, como se pretende, el sistema verificaría  $|q_4^{-1}(\lambda)| = 0$  de forma aproximada.

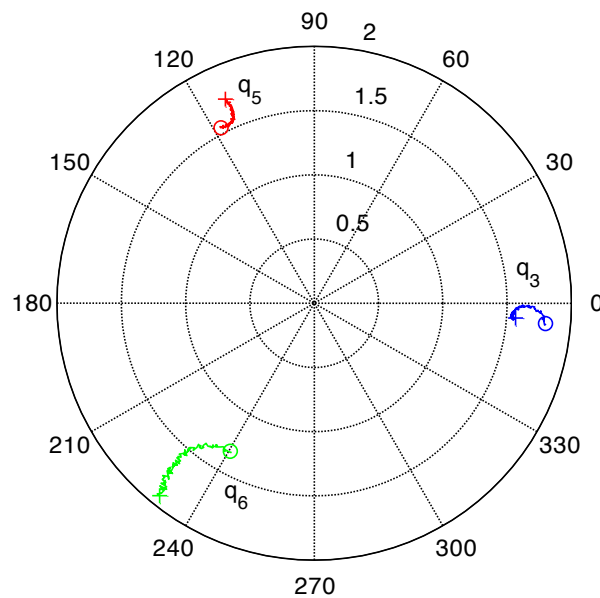


Fig. 4.3: Posición en el plano complejo de los puntos  $q_i$  ( $i=3, 5, 6$ ) del OSPR ( $L=40$  cm).  $\circ$ :  $\lambda=1500$  nm;  $+$ :  $\lambda=1600$  nm.

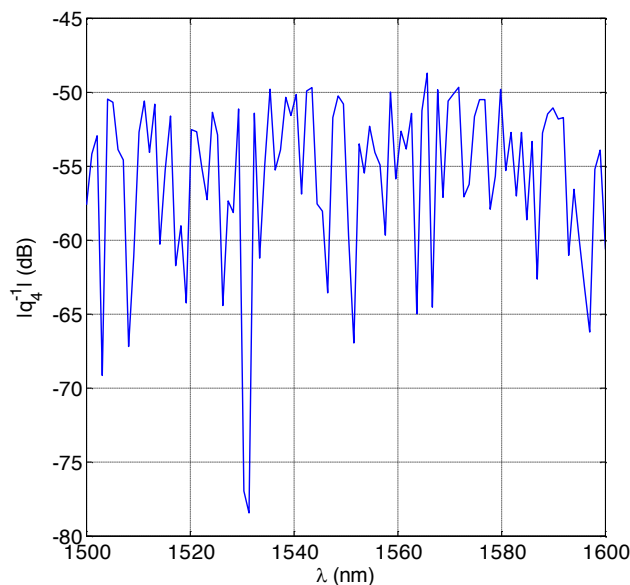


Fig. 4.4: Representación de  $|q_4^{-1}|$  del OSPR en función de la longitud de onda  $\lambda$ .

Al normalizar tres de las lecturas de potencia proporcionadas por la ecuación (4.1) con respecto a la potencia medida en el puerto de referencia  $P_4$ , se obtienen tres ecuaciones de potencia relativa  $p_i(\lambda)$ :

$$p_i(\lambda) = \frac{P_i(\lambda)}{P_4(\lambda)} = k_i(\lambda) \cdot \frac{|1 - q_i^{-1}(\lambda) \cdot \Gamma_L(\lambda)|^2}{|1 - q_4^{-1}(\lambda) \cdot \Gamma_L(\lambda)|^2} \quad i = 3,5,6 \quad (4.3)$$

con  $k(\lambda) = K(\lambda)/K_4(\lambda)$ . Las ecuaciones de potencia relativa definen tres circunferencias en el plano complejo cuya intersección sería el coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L(\lambda)$ . En estas ecuaciones aparecen cuatro constantes complejas ( $q_3$ ,  $q_4$ ,  $q_5$  y  $q_6$ ) y tres constantes reales ( $k_3$ ,  $k_5$  y  $k_6$ ) que, en consonancia con la teoría de seis puertos, son independientes del DUT y, por ende, pueden ser obtenidas mediante la calibración del instrumento. De acuerdo con lo explicado en el Capítulo 2, gracias a que la técnica de seis puertos posee ciertas redundancias inherentes, al eliminar  $\Gamma_L(\lambda)$  en la fórmula (4.3) se demuestra que cualquier conjunto posible de potencias relativas  $[p_3(\lambda), p_5(\lambda), p_6(\lambda)]$  se sitúa en un paraboloide [17]. Esta propiedad es el fundamento del procedimiento de calibración y medida que sigue, en el que se determinan algunas de las constantes de calibración a partir de las lecturas de potencia registradas para un cierto número de cargas diferentes de valor desconocido.

## 4.2.2 Teoría básica de los procedimientos de calibración y medida

---

Aunque, como se ha demostrado en el Capítulo 2 de esta Tesis, las ecuaciones (4.1) y (4.3) proporcionan un elegante enfoque geométrico acerca del funcionamiento de un reflectómetro de seis puertos, lo cierto es que no se utilizan directamente en la calibración del OSPR ni en la caracterización del DUT. Por el contrario, la teoría de seis puertos facilita un procedimiento alternativo para aprovechar eficientemente la redundancia subyacente en las lecturas de potencia, lo que simplifica los procesos de calibración y medida. En [17] se explica cómo este algoritmo, conocido como reducción de seis a cuatro puertos, permite determinar con exactitud el coeficiente de reflexión  $\Gamma_L$  a partir de las tres potencias relativas  $p_i$  en dos pasos: primero, medida en el plano  $\gamma$ , a continuación, medida en el plano  $\Gamma$ .

### 4.2.2.1 Medida y calibración en el plano $W$

---

Este primer paso del algoritmo consiste en calcular un coeficiente de reflexión intermedio  $w$ , que carece de sentido físico, en función de las tres potencias relativas  $p_i$  como sigue:

$$u = \frac{p_3 - p_5/\zeta + w_1^2}{2 \cdot w_1} \quad (4.4)$$

$$v = \frac{p_3 - p_6/\rho + (u_2^2 + v_2^2) - 2 \cdot u \cdot u_2}{2 \cdot v_2} \quad (4.5)$$

$$w = u + j \cdot v \quad (4.6)$$

En las ecuaciones (4.4–4.6), los parámetros  $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$  son constantes reales que están relacionadas con las constantes originales  $k_i$  y  $q_i$  que figuran en la ecuación (4.3). El procedimiento de calibración del plano  $W$  explota la redundancia que ofrece la técnica de seis puertos para hallar las cinco constantes anteriores sin necesidad de conectar cargas conocidas con exactitud. Esto es posible gracias a que las tres lecturas de potencia relativa quedan ligadas por la ecuación (2.22), que define un paraboloides en el espacio vectorial de potencias relativas [17].

Los dos métodos más importantes a frecuencia de microondas para la calibración del plano  $W$  fueron concebidos por Engen [17] y Wiedmann [18]. El primero pretende evitar la complejidad asociada a la resolución de un sistema de cinco ecuaciones no lineales con la forma de la ecuación

(2.22). Con este objetivo, Engen se basa en dicha ecuación para construir un sistema de nueve ecuaciones lineales a partir de las medidas de potencia registradas para un conjunto de nueve cargas distintas. El valor de las constantes  $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$  se deriva de las nueve soluciones de este sistema mediante operaciones sencillas. Pese a su gran simplicidad a nivel computacional, esta alternativa presenta dos serios inconvenientes que dificultan su implementación a frecuencias ópticas: i) por un lado, conviene notar que determinados conjuntos de cargas conducen a un sistema de ecuaciones mal condicionado y, por tanto, extremadamente sensible a errores en las lecturas de potencia [68] y ii) un número de cargas tan elevado es desaconsejable por la baja repetibilidad de las conexiones y la duración del proceso de calibración.

La propuesta de Wiedmann es diferente, tanto a nivel de la resolución matemática del problema como en la forma de aprovechar la redundancia disponible. En [18], este autor demostró que se pueden hallar  $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$  a partir de las  $\rho_i$  correspondientes a un mínimo de cinco cargas diferentes, cuyos coeficientes de reflexión  $\Gamma_k$  ( $k = 1 \dots 5$ ) tengan la misma (aunque desconocida) amplitud y fases arbitrarias (pero bien distribuidas en el plano complejo). Un kit de calibración ideal para este algoritmo sería, por ejemplo, un espejo deslizante apropiadamente diseñado para proporcionar las cinco cargas  $\Gamma_k$  siguientes:

$$\Gamma_k = e^{j \cdot (\theta + 2 \cdot \pi \cdot k / 5)} \quad k = 1 \dots 5 \quad (4.7)$$

donde  $\theta$  es un *offset* de fase arbitrario.

En esta Tesis se utiliza el algoritmo de Wiedmann porque a frecuencias ópticas presenta dos importantes ventajas con respecto a la técnica de Engen: i) disminuye la cantidad de cargas involucradas. Gracias a esto, se reduce el número de interconexiones potencialmente necesarias y se simplifica el diseño del kit de calibración y ii) es más robusto frente a las incertidumbres de medida de potencia que afectan a las prestaciones del reflectómetro de seis puertos.

El funcionamiento del método de Wiedmann se explica a continuación. Las cargas cuyos coeficientes de reflexión presentan la misma amplitud en el plano  $\Gamma$  constituyen una elipse en el espacio vectorial tridimensional formado por las lecturas relativas de potencia. Se demuestra que las constantes de calibración  $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$  se pueden obtener a partir de los valores mínimo ( $\rho_{i,mín}$ ) y máximo ( $\rho_{i,máx}$ ) que alcanzan  $\rho_3$ ,  $\rho_5$ , y  $\rho_6$  a lo largo de dicha elipse. El procedimiento para calcular los valores extremos de cada  $\rho_i$  consiste en lo siguiente. Con el objetivo de simplificar la matemática necesaria, se pasa de un enfoque tridimensional a varios problemas equivalentes en dos dimensiones. Esto es posible gracias a que se forman elipses al representar cada lectura

relativa de potencia  $p_i$  ( $i=3, 5, 6$ ) frente a cualquier combinación lineal  $p_{mn}$  de las otras dos  $p_m, p_n$  ( $m, n=3, 5, 6; m \neq n, m, n \neq i$ ). Dichas elipses son del tipo:

$$X_1 \cdot p_i^2 + 2 \cdot X_2 \cdot p_i \cdot p_{mn} + X_3 \cdot p_{mn}^2 + 2 \cdot X_4 \cdot p_i + 2 \cdot X_5 \cdot p_{mn} + 1 = 0 \quad (4.8)$$

Los parámetros  $X_i$  ( $i=1 \dots 5$ ) son la solución del sistema de cinco ecuaciones lineales que se construye al plantear la ecuación (4.8) para las cinco cargas  $\Gamma_k$  mencionadas con anterioridad. Finalmente,  $p_{i,mín}$  y  $p_{i,máx}$  se hallan como:

$$p_{i,mín} = \frac{X_2 \cdot X_5 - X_3 \cdot X_4 - \sqrt{(X_2 \cdot X_5 - X_3 \cdot X_4)^2 - (X_1 \cdot X_3 - X_2^2) \cdot (X_3 - X_5^2)}}{X_1 \cdot X_3 - X_2^2} \quad (4.9)$$

$$p_{i,máx} = \frac{X_2 \cdot X_5 - X_3 \cdot X_4 + \sqrt{(X_2 \cdot X_5 - X_3 \cdot X_4)^2 - (X_1 \cdot X_3 - X_2^2) \cdot (X_3 - X_5^2)}}{X_1 \cdot X_3 - X_2^2} \quad (4.10)$$

Cuando se emplean varias combinaciones lineales  $p_{mn}$ , se calculan distintas estimaciones de  $p_{i,mín}$  y  $p_{i,máx}$  mediante las fórmulas (4.8 – 4.10). Esto permite descartar las soluciones correspondientes a configuraciones mal condicionadas, que se producen cuando la elipse ( $p_i, p_{mn}$ ) es demasiado estrecha y, por tanto, sensible al ruido. Para ello, tal y como se recomienda en [18], se trabaja con los siguientes valores de  $p_{mn}$ :  $p_{mn} = \{p_m, p_n, p_m + p_n, p_m - p_n, 2 \cdot p_m + p_n, 2 \cdot p_m - p_n, p_m + 2 \cdot p_n, p_m - 2 \cdot p_n\}$ . Por tanto, se obtienen ocho soluciones posibles para  $p_{i,mín}$  y  $p_{i,máx}$ . De entre estas ocho soluciones, se escoge la mediana para estimar el valor correcto. La ventaja de esta opción frente a la media es que minimiza la influencia de las soluciones mal condicionadas sobre el resultado final.

Tras hallar los valores extremos de  $p_3, p_5$  y  $p_6$  se procede a hallar  $\zeta$  y  $\rho$ :

$$\zeta = \left( \frac{\sqrt{p_{3,máx}} - \sqrt{p_{3,mín}}}{\sqrt{p_{5,máx}} - \sqrt{p_{5,mín}}} \right)^2 \quad (4.11)$$

$$\rho = \left( \frac{\sqrt{p_{3,máx}} - \sqrt{p_{3,mín}}}{\sqrt{p_{5,máx}} - \sqrt{p_{5,mín}}} \right)^2 \quad (4.12)$$

donde se ha tenido en cuenta que  $|q_i| > 1$  para la elección de signos [18].

El cálculo de  $w_1$ ,  $u_2$  y  $v_2$  requiere determinar los parámetros intermedios  $A$ ,  $B$  y  $C$ :

$$A = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{\frac{p_{6,máx} - p_{6,mín}}{\rho} - \frac{p_{5,mín} - p_{5,máx}}{\zeta}}{\sqrt{p_{3,máx}} - \sqrt{p_{3,mín}}} \right)^2 \quad (4.13)$$

$$B = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{p_{3,máx} - p_{3,mín} - \frac{p_{6,mín} - p_{6,máx}}{\rho}}{\sqrt{p_{3,máx}} - \sqrt{p_{3,mín}}} \right)^2 \quad (4.14)$$

$$C = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{\frac{p_{5,máx} - p_{5,mín}}{\zeta} - p_{3,mín} + p_{3,máx}}{\sqrt{p_{3,máx}} - \sqrt{p_{3,mín}}} \right)^2 \quad (4.15)$$

Finalmente:

$$w_1 = \sqrt{C} \quad (4.16)$$

$$u_2 = \frac{B + C - A}{2 \cdot w_1} \quad (4.17)$$

$$v_2 = \sqrt{B - u_2^2} \quad (4.18)$$

El signo + en la ecuación (4.18) obedece a que el diseño del OSPR propuesto garantiza que las fases de los puntos  $q_i$  se sucedan en sentido antihorario (primero  $q_3$ , después  $q_5$  y, por último,  $q_6$ ), como se ve en la Fig. 4.3. En caso contrario, lo correcto sería invertir el signo de dicha fórmula.

#### 4.2.2.2 Medida y calibración en el plano $\Gamma$

---

A partir del parámetro intermedio  $w$ , que se obtiene de  $p_i$  mediante las ecuaciones (4.4–4.6), el coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L$  se calcula como

$$w = \frac{\alpha \cdot \Gamma_L + \beta}{\gamma \cdot \Gamma_L + 1} \leftrightarrow \Gamma_L = \frac{-w + \beta}{\gamma \cdot w - \alpha} \quad (4.19)$$

En esta transformación,  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  son tres constantes complejas que también están ligadas a las constantes originales  $q_i$  y  $k_i$ . Para hallar el valor de estos nuevos parámetros se usa un procedimiento sencillo, denominado calibración del *error-box* o bipuerto error, que consiste en plantear un sistema de tres ecuaciones lineales de la forma:

$$\Gamma_j \cdot \alpha + \beta - w_j \cdot \Gamma_j \cdot \gamma = w_j \quad (4.20)$$

donde  $\Gamma_j$  ( $j=1\dots3$ ) son tres cargas patrón bien conocidas denominadas estándares de calibración, y  $w_j$  son las medidas en el plano W correspondientes a cada  $\Gamma_j$ , que se calculan por medio de las ecuaciones (4.4 – 4.6). A frecuencia de microondas se suelen elegir como cargas patrón un cortocircuito  $\Gamma_{cc}=-1$ , un circuito abierto  $\Gamma_{op}=1$  y una carga adaptada  $\Gamma_{ma}=0$ , aunque cualquier otro conjunto de tres estándares bien caracterizados sería válido [17].

### 4.3 Estrategia de calibración simplificada

---

Desde la década de 1960, a frecuencias de microondas y milimétricas se han desarrollado algoritmos muy sofisticados para la calibración del reflectómetro de seis puertos. Sin embargo, estos procedimientos no son directamente aplicables a frecuencias ópticas. En primer lugar, el método de Wiedmann, considerado en la actualidad como la mejor técnica para la calibración del plano W, necesita un conjunto de cinco cargas cuyos coeficientes de reflexión estén repartidos de la forma más simétrica posible sobre una circunferencia de pérdidas de retorno constantes. A priori, el kit de calibración más sencillo estaría constituido por cinco *offset mirrors*, que son tramos de fibra de longitudes  $L_k$  ( $k=1\dots5$ ) con terminación reflectante (ver Fig. 4.5).

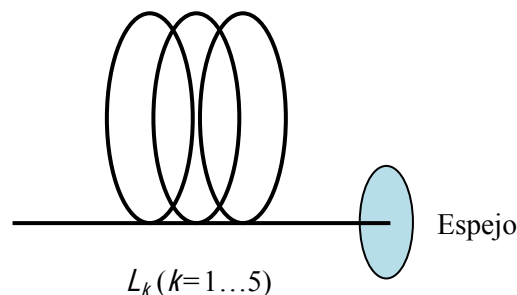


Fig. 4.5: Implementación de un kit de calibración para el método de Wiedmann mediante cinco *offset mirrors* de longitud  $L_k$ .

En tal caso, las fases  $\theta_k$  de  $\Gamma_k$  ( $k=1\dots 5$ ) vendrían dadas por:

$$\theta_k = \pi - \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n_{eff} \cdot L_k \quad (4.21)$$

donde  $n_{eff}$  es el índice de refracción efectivo de los tramos de fibra. Si se hace  $L_1=0$ , para que  $\theta_k$  estén equiespaciadas a una longitud de onda  $\lambda_0$  debe cumplirse que  $L_k=(k-1)\cdot\Delta L$ , donde  $\Delta L$  se puede calcular como:

$$\Delta L = \frac{\lambda_0}{10 \cdot n_{eff}} \quad (4.22)$$

Para  $\lambda_0=1550$  nm y  $n_{eff}=1.45$ , se obtiene  $\Delta L \approx 107$  nm. En la Fig. 4.6 se comprueba que, en este caso, las fases  $\theta_k$  estarían satisfactoriamente distribuidas en todo el ancho de banda de funcionamiento del instrumento (1500–1600 nm). En la práctica sería imposible construir este kit de calibración, pues requiere cortar las fibras con precisiones inalcanzables (del orden de 0.1  $\mu\text{m}$ ). Por otro lado, aunque tal grado de tolerancia fuese posible, la baja repetibilidad de las conexiones y la sensibilidad de las técnicas interferométricas a las perturbaciones térmicas y mecánicas hacen este enfoque inviable.

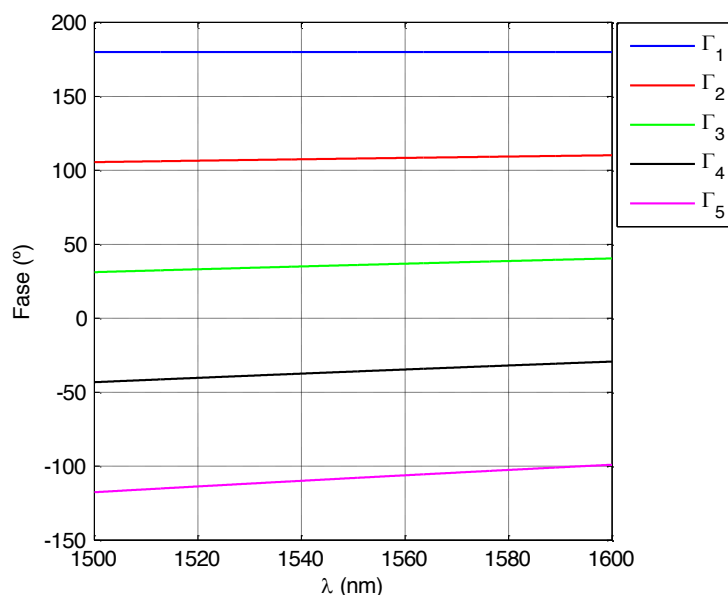


Fig. 4.6: Fases de los coeficientes de reflexión del kit de cinco *offset mirrors* de longitud  $L_k$ .

En cuanto a la calibración del *error-box*, el primer obstáculo que aparece a frecuencias ópticas es la dificultad para conseguir tres estándares de calibración bien caracterizados. De hecho, otras técnicas de medida sólo utilizan dos: un espejo (para fijar una referencia de fase) y una carga



adaptada (para descontar las reflexiones propias del instrumento). Además, por las mismas razones expuestas para la calibración del plano W, conviene minimizar el número de cargas patrón.

En esta sección se presenta un nuevo método de calibración del OSPR que permite sortear los problemas que se han enumerado, gracias a determinadas características del circuito fotónico de seis puertos diseñado en [31]. Primero, para la calibración del plano W se propone usar un espejo deslizante virtual VSM (*Virtual Sliding Mirror*) como técnica para sintetizar las cinco cargas requeridas por el algoritmo de Wiedmann [18], mediante la conexión al instrumento de un solo *offset mirror* de longitud  $L_f$ . Por otro lado, se demuestra la posibilidad de calibrar el *error-box* con suficiente exactitud utilizando únicamente dos cargas patrón, que son un espejo y una carga adaptada, en vez de los tres estándares habituales.

#### 4.3.1 Calibración del plano W con un espejo deslizante virtual VSM (*Virtual Sliding Mirror*)

---

A frecuencia de microondas, utilizar un cortocircuito deslizante sería una posible solución para presentar al reflectómetro de seis puertos las cinco cargas requeridas por el método de Wiedmann mediante una única conexión física. Este dispositivo consiste en una terminación en cortocircuito que se puede desplazar a lo largo de un tramo de línea de transmisión. La ecuación (4.22) muestra la dificultad de implementación de un elemento similar a frecuencias ópticas, puesto que el paso de variación de la longitud del trayecto que atraviesa la luz rondaría los 100 nanómetros. Afortunadamente, la dependencia con la longitud de onda  $\lambda$  que aparece en la ecuación (4.21) revela una segunda posibilidad, que radica en conectar al reflectómetro un *offset mirror* construido mediante una fibra de longitud  $L_f$  terminada en un espejo. Despreciando la dispersión del material, el coeficiente de reflexión  $\Gamma_f(\lambda)$  de este dispositivo se puede calcular como:

$$\Gamma_f(\lambda) = -e^{j \cdot \theta_f(\lambda)} \quad (4.23)$$

$$\theta_f(\lambda) = -\frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n_{eff} \cdot L_f \quad (4.24)$$

donde  $n_{eff}$  es el índice de refracción efectivo de la fibra empleada. Conviene notar que un pequeño desplazamiento  $\Delta\lambda$  en la longitud de onda de emisión del TLS produciría un cambio de fase  $\Delta\theta(\lambda)$  en  $\Gamma_f(\lambda)$ , como muestra la ecuación (4.25).

$$\Delta\theta_f(\lambda) \cong \Delta\lambda \cdot \frac{d\theta_f(\lambda)}{d\lambda} = 4 \cdot \pi \cdot n_{eff} \cdot L_f \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda^2} \quad (4.25)$$

La consecuencia de la ecuación (4.25) es que se puede emular el funcionamiento de un espejo deslizante a través de pequeños desplazamientos de la longitud de onda de emisión de la fuente láser. Un problema evidente de esta técnica de espejo deslizante virtual o VSM es que las variaciones de  $\lambda$  no sólo producen cambios en la fase de  $\Gamma(\lambda)$ , sino también en los parámetros del OSPR que se pretende calibrar. Este efecto es más importante cuanto más grande es  $\Delta\lambda$ , ya que el TLS tendría que barrer un rango de frecuencias más amplio para calibrar a una sola longitud de onda. A priori, como en la ecuación (4.25) el término  $\Delta\theta(\lambda)$  es proporcional al producto  $\Delta\lambda \cdot L_f$ , se podría incrementar  $L_f$  y reducir  $\Delta\lambda$  simultáneamente para superar dicho obstáculo. Sin embargo, no es factible hacer esto de forma indefinida, ya que i) al aumentar  $L_f$ , el ruido de fase del TLS afectaría a la exactitud de las constantes de calibración y ii) al disminuir  $\Delta\lambda$ , el sistema se torna más sensible a las no linealidades del barrido de la fuente láser. Por lo tanto, es necesario analizar la dependencia con la frecuencia de los parámetros  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  del OSPR propuesto en la Fig. 4.1 para, primero, determinar un valor apropiado de  $\Delta\lambda$  y, segundo, estudiar la validez del método.

El resultado de la simulación muestra que todas las constantes  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  presentan una débil dependencia con la longitud de onda  $\lambda$ . Por ejemplo, en la Fig. 4.7 se representa  $q_3$  en sus componentes real e imaginaria frente a  $\lambda$  cuando la longitud de las fibras de interconexión es  $L=40$  cm. En primer lugar, se observa que, aunque  $q_3(\lambda)$  es aproximadamente constante, aparece un rizado con periodo 22.45 pm. Esta variación se puede atribuir a las discontinuidades internas del PLC, como se razona a continuación. Según se explica en [31], la guía óptica más larga del PLC mide  $L_{WG}=45.196$  mm y une los acopladores  $M_2$  y  $M_3$ , en cuyos puertos existe un cierto grado de desadaptación. Como se enseña en la Fig. 4.8, las ondas reflejadas por  $M_2$  y  $M_3$  se solapan a la entrada de  $M_2$ , e interfieren de forma constructiva o destructiva en función del desfase  $\theta_{WG}$  introducido por la guía de interconexión:

$$\theta_{WG}(f) = -\frac{4 \cdot \pi \cdot f}{c} \cdot n_{eff,WG} \cdot L_{WG} \quad (4.26)$$

donde  $n_{eff,WG}=1.45$  es el índice de refracción efectivo de la guía. El periodo  $\Delta f_1$  de variación de  $\theta_{WG}$  es:

$$\Delta f_1 = \frac{c}{2 \cdot n_{eff,WG} \cdot L_{WG}} \quad (4.27)$$

que, en términos de longitud de onda, se corresponde con un periodo de  $\lambda_{01} = \lambda_0^2 \cdot \Delta f_1 / c = \lambda_0^2 / (2 \cdot n_{eff, WG} \cdot L_{WG}) = 18.3 \text{ pm}$  ( $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$ ).

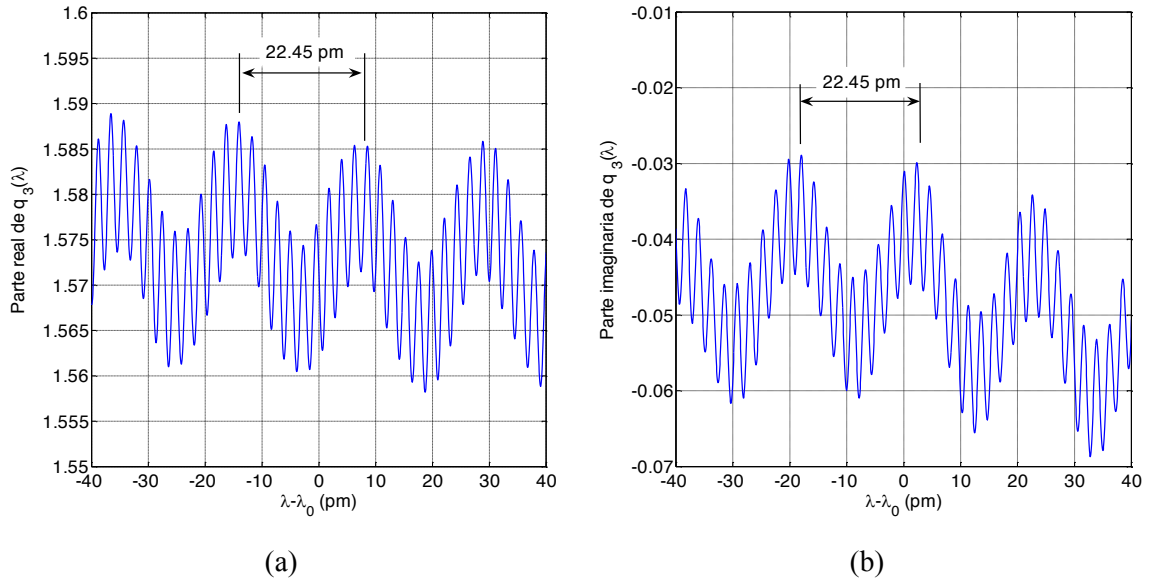


Fig. 4.7: Variación de  $q_3$  del OSPR con la longitud de onda en un entorno de 80 pm alrededor de  $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$  ( $L = 40 \text{ cm}$ ). (a) parte real de  $q_3$ ; (b) parte imaginaria de  $q_3$ .

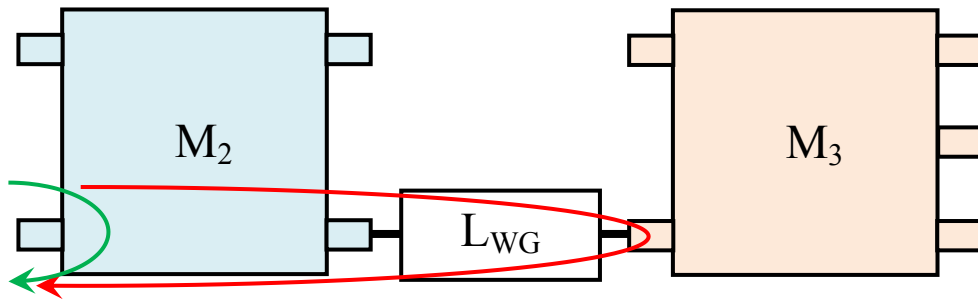


Fig. 4.8: Explicación de los cambios en la respuesta en frecuencia del PLC de seis puertos que están asociados con la guía óptica más larga del circuito fotónico.

En segundo lugar, la imagen ampliada de la Fig. 4.9 revela que también aparece una fluctuación más rápida de  $q_3$  con  $\lambda$ , que tiene una periodicidad de 2.24 pm. En línea con el razonamiento anterior, estos cambios, de menor amplitud, son causados por las discontinuidades en los conectores PLC-fibra y fibra-PM, que están separados por las fibras de interconexión de longitud  $L = 40 \text{ cm}$  y, por tanto, dan lugar a una variación cuyo periodo aproximado es  $\lambda_{02} = \lambda_0^2 / (2 \cdot n_{eff} \cdot L) = 2.1 \text{ pm}$ .

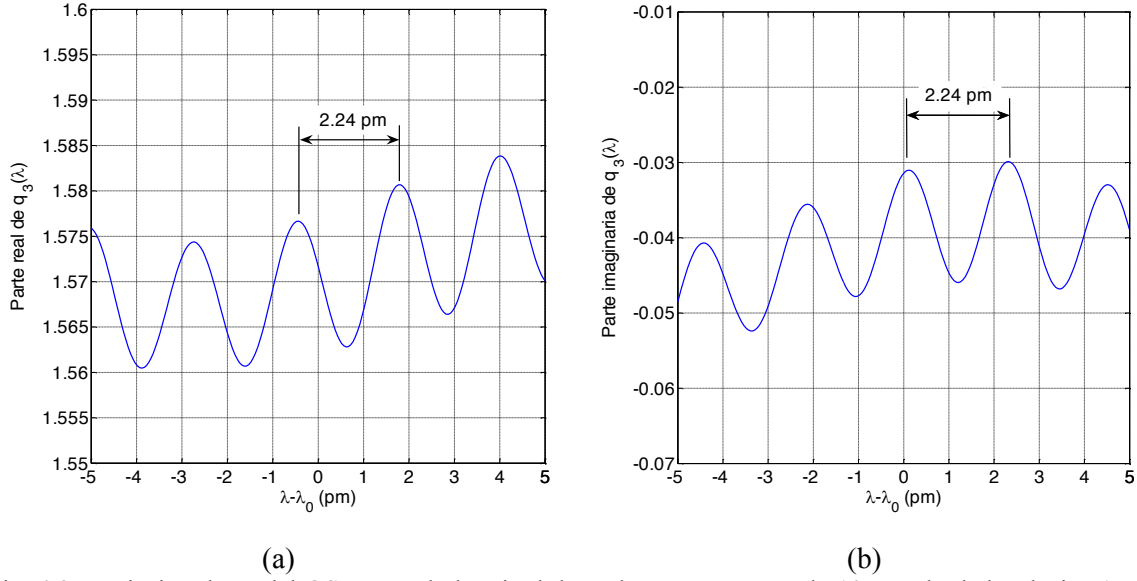


Fig. 4.9: Variación de  $q_3$  del OSPR con la longitud de onda en un entorno de 10 pm alrededor de  $\lambda_0=1550$  nm ( $L=40$  cm). (a) parte real de  $q_3$ ; (b) parte imaginaria de  $q_3$ .

El resto de los parámetros del OSPR muestra este mismo comportamiento, aunque no se refleja aquí en aras de la brevedad. De este análisis se desprende que, en un intervalo de longitud de onda suficientemente reducido en comparación con  $\lambda_{02}$ , los parámetros de calibración del OSPR se pueden considerar constantes con la longitud de onda. Esta información permite determinar un valor de  $\Delta\lambda$  que sea adecuado para emular el funcionamiento de un espejo deslizante mediante pequeños cambios en la frecuencia de trabajo del láser. En este sentido, puesto que a cada longitud de onda  $\lambda$  se utilizan cinco cargas distintas  $\Gamma_k$  para la calibración del plano W [18], sería necesaria la aplicación sucesiva de desplazamientos  $k\Delta\lambda$  ( $k=-2\dots2$ ) en la longitud de onda de emisión del TLS, con  $2\cdot\Delta\lambda < \lambda_{02}/2$  para que la variación de  $k_i$  y  $q_i$  sea despreciable. En un montaje en el que se barre la longitud de onda de forma lineal, esto significa que, para hacer la calibración del plano W a una longitud de onda  $\lambda_{cal}$  mediante las ecuaciones (4.8–4.18), se usan las lecturas de potencia  $P_{i,k}(\lambda_{cal})$  ( $i=3\dots6, k=-2\dots2$ ) obtenidas para el *offset mirror* a cinco longitudes de onda diferentes,  $\lambda_k=(\lambda_{cal}-2\cdot\Delta\lambda, \lambda_{cal}-\Delta\lambda, \lambda_{cal}, \lambda_{cal}+\Delta\lambda, \lambda_{cal}+2\cdot\Delta\lambda)$ .

Para un sistema típico que trabaje en la banda de 1550 nm, con una velocidad de escaneado  $v_s=10$  nm/s y una frecuencia de muestreo de las lecturas de potencia  $F_s=100$  KHz, el paso de longitud de onda sería  $\Delta\lambda = v_s \cdot F_s = 0.1$  pm (lo que equivale, aproximadamente, a  $\Delta f=12.5$  MHz), veinte veces menor que  $\lambda_{02}$ . En esta situación, según la fórmula (4.25), para que las fases de las cinco cargas  $\Gamma_k$  estén equiespaciadas ( $\Delta\theta=2\cdot\pi/5$ ) en el centro de la banda  $\lambda=\lambda_0=1550$  nm, un tramo de fibra estándar (índice de refracción efectivo  $n_{eff}=1.472$ ) debería tener una longitud  $L_f=1.63$  m.

Una importante ventaja del método VSM reside en que las tolerancias mecánicas de fabricación del kit son menos exigentes que para cinco *offset mirrors* de distinta longitud. Esto ocurre porque, como se muestra en la ecuación (4.25), al emplear un solo tramo de fibra óptica para sintetizar  $\Gamma_k$ , la diferencia de fases  $\Delta\theta$  resulta proporcional a la longitud de la fibra  $L_f$ . De este modo, una tolerancia de  $\pm 1$  cm en  $L_f$  produciría un error de  $\pm 0.5^\circ$  en  $\Delta\theta$ , que no es relevante gracias a que el algoritmo de calibración no requiere conocer con exactitud las fases de  $\Gamma_k$ . Conviene notar que cualquier pequeña imprecisión en el paso de longitud de onda  $\Delta\lambda$  también alteraría la distribución de fases de  $\Gamma_k$ . Por ejemplo, un error del 10% en  $\Delta\lambda$  (es decir,  $\pm 0.01$  pm) produciría, a su vez, una desviación del 10% en  $\Delta\theta$  (del orden de  $\pm 7.2^\circ$ ). A pesar de ello, las cargas  $\Gamma_k$  estarían bien repartidas en el plano complejo, como se representa en la Fig. 4.10.

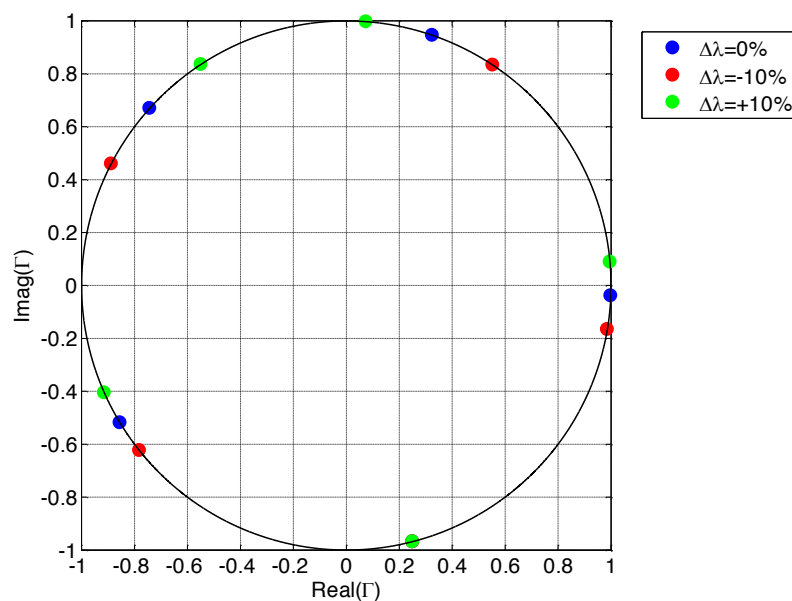


Fig. 4.10: Efecto de la tolerancia en el paso de longitud de onda  $\Delta\lambda$  sobre la distribución de cargas  $\Gamma_k$  sintetizadas con el método VSM ( $\lambda_0=1550$  nm,  $L_f=1.63$  m,  $\Delta\lambda=0.1$  pm).

Otro aspecto a considerar es la dependencia de  $\Delta\theta$  con  $1/\lambda^2$  que aparece en la ecuación (4.25). Esta relación da lugar a que la distribución de cargas varíe con la longitud de onda de trabajo. Si se diseña la longitud  $L_f$  del *offset mirror* para conseguir  $\Delta\theta=72^\circ$  a  $\lambda_0=1550$  nm, la peor situación ocurre en los límites de la banda, donde se tendría  $\Delta\theta=76.9^\circ$  para  $\lambda=1500$  nm y  $\Delta\theta=67.6^\circ$  para  $\lambda=1600$  nm. Sin embargo, como se observa en la Fig. 4.11, en ambos casos las cargas  $\Gamma_k$  sintetizadas para la calibración del plano W estarían bien situadas en el plano complejo, como necesita el algoritmo de calibración.

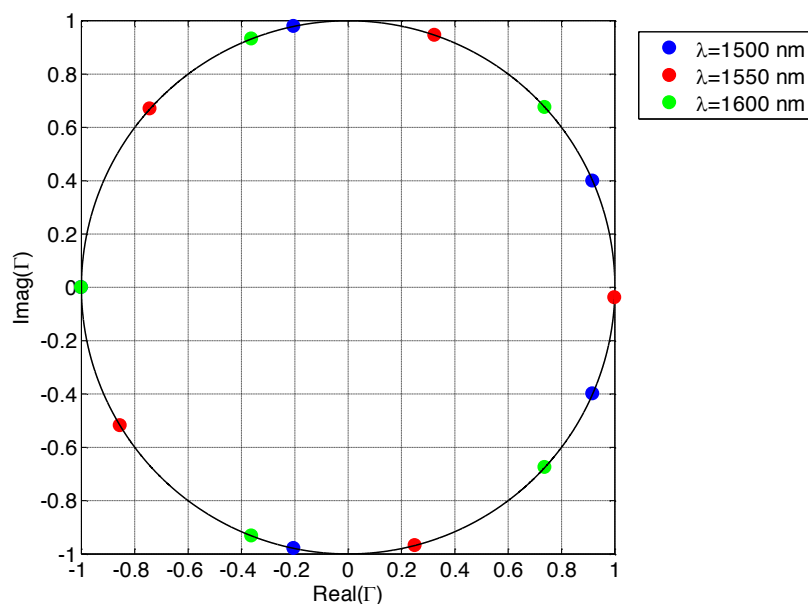


Fig. 4.11: Dependencia con la longitud de onda  $\lambda$  de la distribución de cargas  $\Gamma_k$  sintetizadas con el método VSM ( $L_f=1.63$  m,  $\Delta\lambda=0.1$  pm).

La técnica VSM proporcionaría resultados libres de error si los parámetros del reflectómetro se mantuvieran constantes a las cinco longitudes de onda  $\lambda_k$  involucradas en el proceso de calibración. En las Fig. 4.7 y Fig. 4.9 se muestra que, en realidad, estos parámetros presentan cierta variación con la longitud de onda y que, por tanto, aparecerán algunos errores en las constantes de calibración obtenidas ( $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$ ). Para cuantificar la magnitud de dichos errores, se va a llevar a cabo una simulación que, como se explica en la Fig. 4.12, consiste en lo siguiente: i) a partir de las constantes  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  simuladas para el OSPR de la Fig. 4.1, se utiliza la ecuación (4.1) para calcular las lecturas de potencia  $P_i(\lambda)$  ( $i=3\dots6$ ) que se registran al conectar al instrumento el *offset mirror* de longitud  $L_f=1.63$  m; ii) estas lecturas de potencia se introducen en el algoritmo de calibración, que proporciona estimaciones de las constantes de calibración del plano W y iii) finalmente, estas estimaciones son comparadas con el verdadero valor de  $w_1$ ,  $u_2$ ,  $v_2$ ,  $\zeta$  y  $\rho$ .

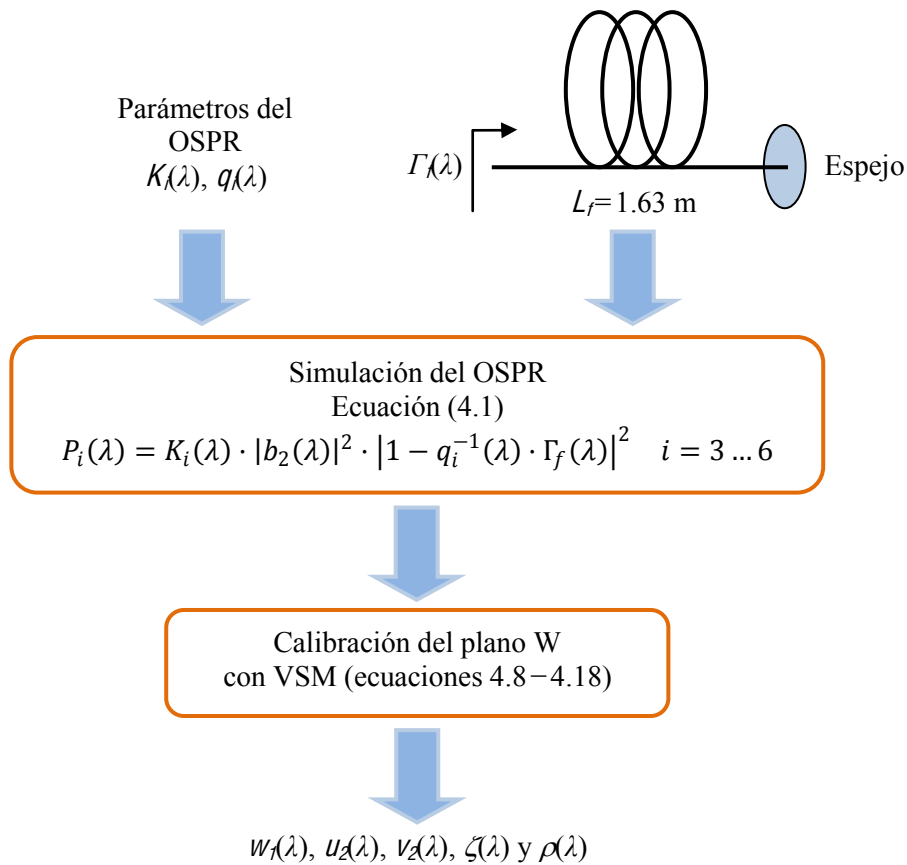


Fig. 4.12: Simulación del proceso de calibración del plano W mediante la técnica VSM.

En la Fig. 4.13 se representa, en función de la longitud de onda, una comparación entre el valor teórico de la constante  $w_f$  (determinado a partir de  $k_i$  y  $q_i$ ) y el obtenido mediante la calibración VSM propuesta, para distintos valores de la longitud  $L$  de las fibras que conectan el PLC de seis puertos con los detectores de potencia. En primer lugar, se observa que el error en el cálculo de  $w_f$  mediante calibración es siempre inferior al 1% en todas las situaciones y longitudes de onda. Por otro lado, se comprueba que, al reducir  $L$ , crece el periodo del rizado de las constantes del instrumento, mientras que su amplitud permanece inmutable, puesto que ésta depende del grado de desadaptación existente en las discontinuidades PLC-fibra y fibra-PM. Esto explica que los mejores resultados correspondan a fibras de interconexión más cortas, donde la hipótesis de lenta variación de las constantes del OSPR es más realista. De hecho, al contrastar la Fig. 4.13–(a) con la (c) se aprecia que, si se usan fibras de interconexión de 10 cm de longitud en vez de 40 cm, el error disminuye casi en un orden de magnitud. En el resto de las constantes de calibración del sistema se obtienen resultados similares, que no se muestran aquí por simplicidad.

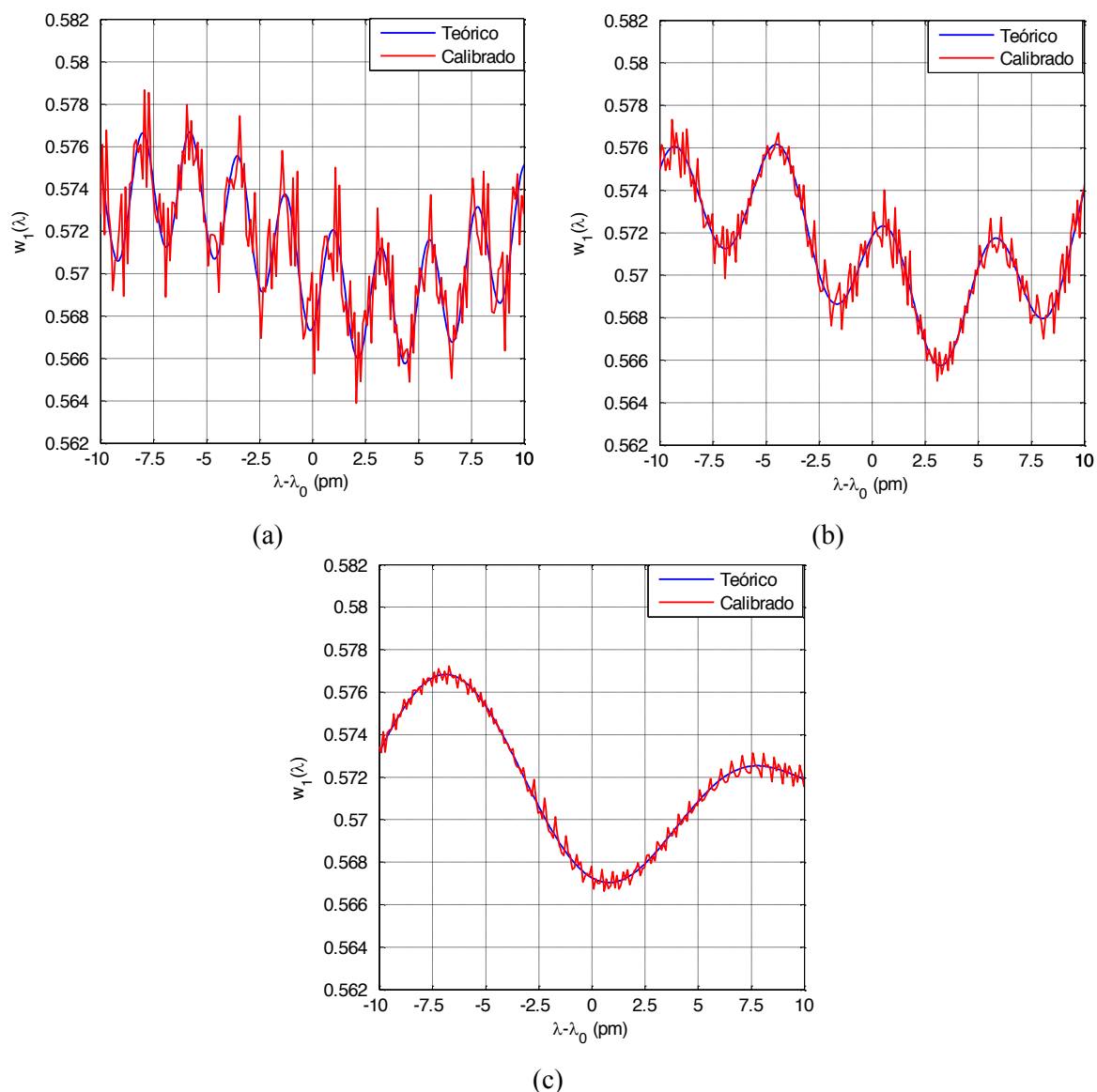


Fig. 4.13: Comparación entre el valor teórico de la constante  $w_1$  y el obtenido mediante la calibración VSM en un intervalo de 20 pm en torno a  $\lambda_0=1550$  nm.  $R=-40$  dB,  $L_f=1.63$  m,  $\Delta\lambda=0.1$  pm. (a)  $L=40$  cm; (b)  $L=20$  cm; (c)  $L=10$  cm. Curva azul: valor teórico; curva roja: valor calibrado.

### 4.3.2 Calibración del plano $\Gamma$ con dos estándares

Para determinar el valor de las constantes  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  de la ecuación (4.19), que consiste en una transformación bilineal que convierte el plano W en el plano  $\Gamma$ , son necesarios tres estándares de calibración. Las cargas patrón elegidas a frecuencia de microondas son, normalmente, un cortocircuito, un circuito abierto y una carga adaptada (aunque cualquier otro conjunto bien caracterizado de tres cargas diferentes sería válido).

En fibra óptica se puede construir de forma sencilla una carga adaptada utilizando gel de adaptación de índice de refracción para suavizar la discontinuidad que se produce en el extremo de



la fibra, como se muestra en la Fig. 4.14. Con esta técnica se consiguen cargas adaptadas cuyas pérdidas de retorno superan los 50 dB [69]. Otra solución consiste en enrollar varias veces un tramo de fibra alrededor de un cilindro de poco diámetro [70], para conseguir pérdidas de retorno cercanas a los 70 dB [71]. Este tramo de fibra podría ser el mismo *offset mirror* que se utiliza en la calibración VSM del plano W, de modo que se evitaría una conexión adicional.

Cuando se conecta al reflectómetro la carga adaptada, se usan las ecuaciones (4.4–4.6) para hallar la medida  $w_{ml}$  en el plano W en función de las lecturas de potencia. A partir de  $w_{ml}$  se calcula  $\beta$  como:

$$\beta = w_{ml} \quad (4.28)$$

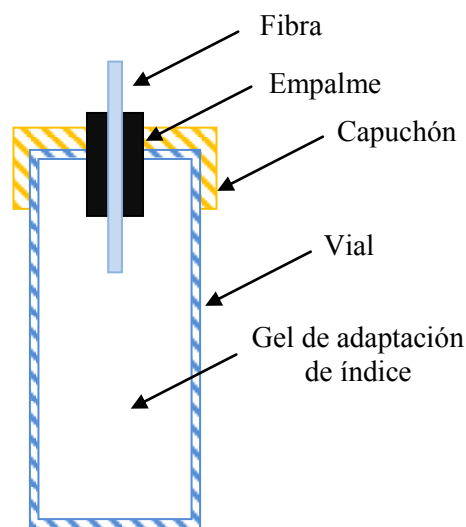


Fig. 4.14: Corte transversal de una carga adaptada óptica, implementada mediante gel de adaptación de índice de refracción.

Para hallar el valor de los dos parámetros restantes ( $\alpha$  y  $\gamma$ ) serían necesarias otras dos cargas patrón. Sin embargo, a frecuencias ópticas resulta complicado disponer de estos dos estándares adicionales, puesto que las fases de sus coeficientes de reflexión deben estar bien definidas. De hecho, los reflectómetros ópticos convencionales se calibran con la ayuda de un espejo como único reflector de referencia. Por tanto, es necesario reducir a dos el número de estándares necesarios durante todo el proceso de calibración del plano  $\Gamma$ . Una posible simplificación surge del hecho de que, si  $P_4$  es proporcional a la potencia incidente sobre el DUT (y, por tanto,  $q_4^{-1}=0$ ), entonces las constantes  $g_i$  ( $i=3, 5, 6$ ) en la ecuación (2.21) se anulan, de manera que  $\Gamma_L$  se puede escribir como una combinación lineal de las potencias relativas  $p_i$ . En esta situación, dado que en las ecuaciones (4.4–4.6) el parámetro  $w$  también es una función lineal de  $p_i$ , la relación entre  $w$  y  $\Gamma_L$  debe ser lineal, con  $\gamma=0$  en la ecuación (4.9). De esta forma, el último

parámetro  $\alpha$  se obtiene de la medida en el plano  $W$   $w_m$  correspondiente a un espejo de referencia, cuyo coeficiente de reflexión es  $\Gamma_m = -1$ :

$$\alpha = \beta - w_m \quad (4.29)$$

Como prueba de que esta simplificación es factible, conviene destacar que los resultados de simulación del PLC de seis puertos diseñado en [31] muestran que el aislamiento del acoplador  $M_7$  es suficientemente elevado para considerar que la porción de onda reflejada que llega al puerto 4 del reflectómetro es despreciable frente a la de onda incidente, de manera que  $\gamma \approx 0$ . En la Fig. 4.15 se ha calculado y representado el módulo de  $\gamma(\lambda)$  en función de la longitud  $L$  de las fibras de interconexión para el OSPR propuesto. En esta figura se comprueba que, aunque no es exactamente cero,  $|\gamma(\lambda)|$  está siempre por debajo de  $4 \cdot 10^{-3}$ , lo que sugiere que se podría despreciar  $\gamma$  en la ecuación (4.9) para realizar una calibración aproximada del *error-box* con sólo dos estándares en vez de tres: una carga adaptada y un espejo de referencia.

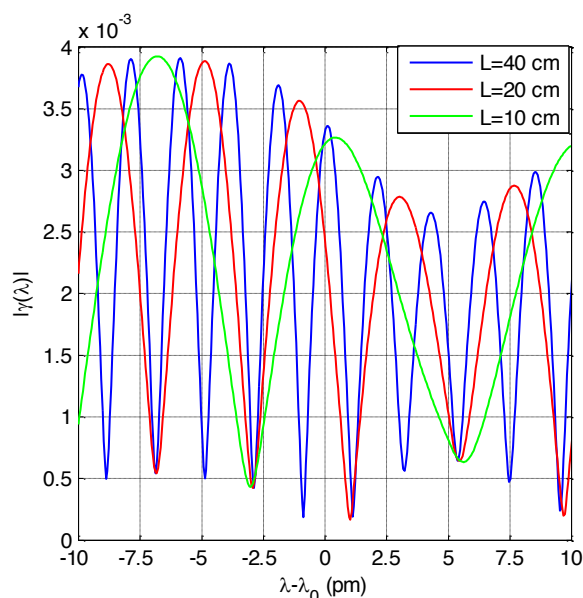


Fig. 4.15: Representación de  $|\gamma(\lambda)|$  del OSPR completo en función de la longitud  $L$  de las fibras de interconexión ( $\lambda_0 = 1550$  nm).

Es importante apreciar que, aunque  $L$  modifica el periodo de variación de  $|\gamma(\lambda)|$  con la longitud de onda, apenas afecta a la envolvente de las curvas que se muestran en la Fig. 4.15. Este hecho se debe a que, cuando se observa un *span* de longitudes de onda en el que dominan los efectos de las fibras de interconexión, los valores mínimo y máximo que puede alcanzar  $|\gamma(\lambda)|$  dependen esencialmente de la amplitud de las reflexiones que se producen en las discontinuidades PLC-fibra y fibra-PM. Aunque únicamente se muestra un rango de 20 pm en torno a  $\lambda_0 = 1550$  nm, se ha comprobado que este comportamiento se repite en todo el ancho de banda del instrumento.

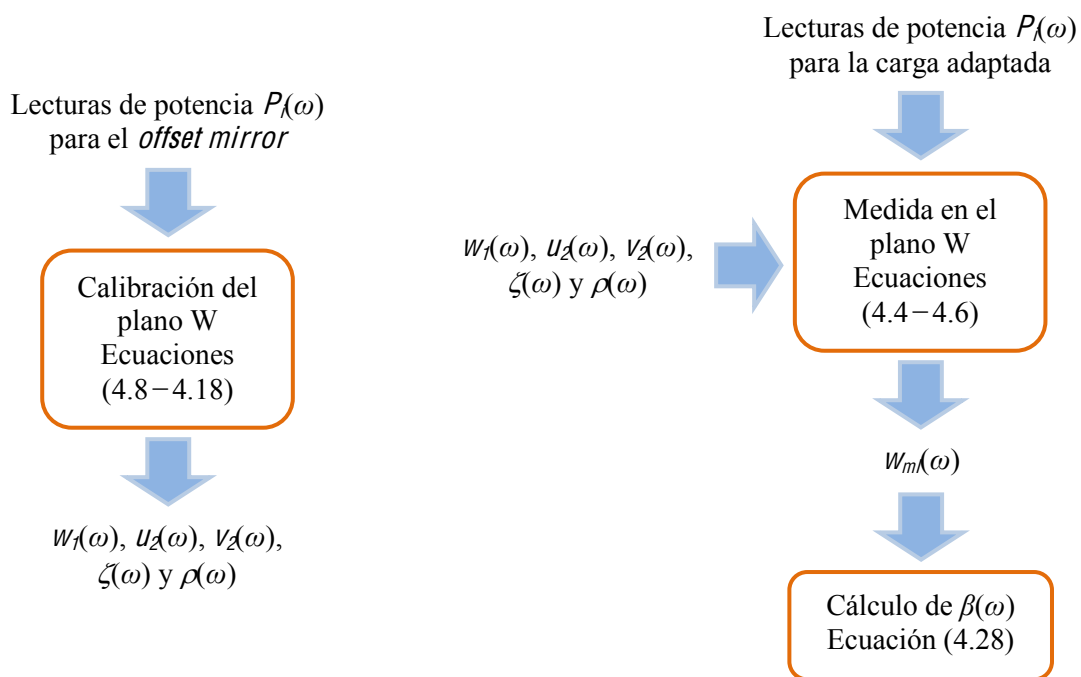
### 4.3.3 Resumen del método de calibración simplificada del OSPR y del proceso de medida del coeficiente de reflexión

---

A modo de resumen, en el diagrama de flujo de la Fig. 4.16 se explica el proceso de calibración completo, que consiste en los pasos que se enumeran a continuación (se asume que la carga adaptada se consigue enrollando el *offset mirror* alrededor de un poste cilíndrico):

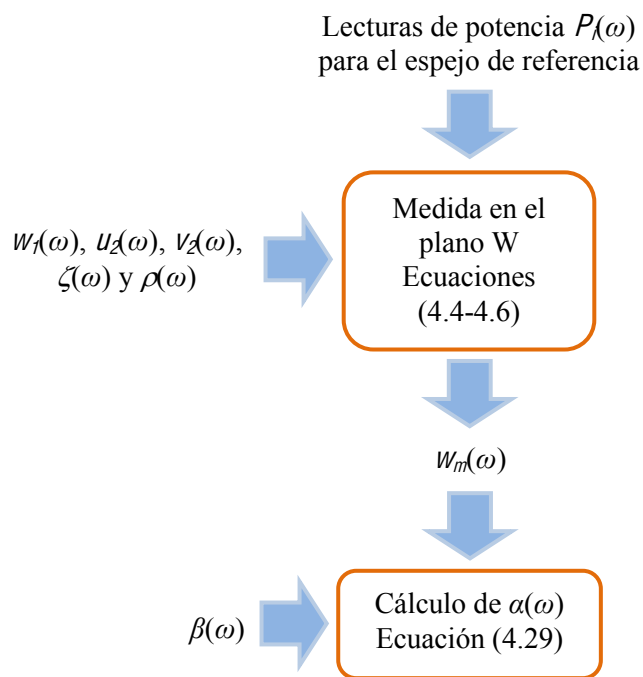
- i) Se conecta el *offset mirror* de longitud  $L_f$  al puerto de test del OSPR.
- ii) La frecuencia de emisión del TLS se barre de forma lineal y se muestrean las lecturas de potencia  $P(\omega)$  que proporcionan los detectores.
- iii) A partir de  $P(\omega)$ , se calculan las constantes de calibración del plano W  $w_1(\omega)$ ,  $u_2(\omega)$ ,  $v_2(\omega)$ ,  $\zeta(\omega)$  y  $\rho(\omega)$  mediante el método de Wiedmann (ecuaciones (4.8–4.18)). Así se establece la capacidad de medir en el plano W.
- iv) De forma aproximada se supone  $\gamma(\omega)=0$ .
- v) Se enrolla el *offset mirror* alrededor de un cilindro apropiado para que actúe como carga adaptada.
- vi) La frecuencia de emisión del TLS se barre de forma lineal y se muestrean las lecturas de potencia  $P(\omega)$ .
- vii) Las lecturas de potencia  $P(\omega)$  y los parámetros  $w_1(\omega)$ ,  $u_2(\omega)$ ,  $v_2(\omega)$ ,  $\zeta(\omega)$  y  $\rho(\omega)$  se utilizan en las fórmulas (4.4 – 4.6) para medir la carga adaptada en el plano W  $w_m(\omega)$ .
- viii) El valor de  $w_m(\omega)$  se usa en la ecuación (4.28) para hallar la constante  $\beta(\omega)$ .
- ix) Se conecta el espejo de referencia al puerto de test del OSPR.
- x) La frecuencia de emisión del TLS se barre de forma lineal y se muestrean las lecturas de potencia  $P(\omega)$ .
- xi) Las lecturas de potencia  $P(\omega)$  y los parámetros  $w_1(\omega)$ ,  $u_2(\omega)$ ,  $v_2(\omega)$ ,  $\zeta(\omega)$  y  $\rho(\omega)$  se usan como datos de entrada en las expresiones (4.4–4.6) para medir el espejo en el plano W  $w_m(\omega)$ .
- xii) Mediante la fórmula (4.29) se determina el valor de la constante  $\alpha(\omega)$  a partir de  $\beta(\omega)$  y  $w_m(\omega)$ .

Es necesario resaltar que, de este modo, se llevan a cabo tan sólo dos conexiones durante la calibración del reflectómetro.



1: Calibración del plano W con VSM

2: Obtención de  $\beta(\omega)$  mediante una carga adaptada



3: Cálculo de  $\alpha(\omega)$  por medio de un espejo de referencia

Fig. 4.16: Diagrama de flujo que resume la técnica de calibración simplificada.

Tras haber calculado las ocho constantes de calibración del instrumento es posible medir el coeficiente de reflexión  $\Gamma_L(\omega)$  del DUT, como se detalla en el diagrama de flujo de la Fig. 4.17:

- i) Se conecta el DUT al puerto de test del OSPR.
- ii) La frecuencia de emisión del TLS se barre de forma lineal y se muestrean las lecturas de potencia  $P_L(\omega)$  que proporcionan los detectores.
- iii) Los parámetros de calibración  $w_L(\omega)$ ,  $u_L(\omega)$ ,  $v_L(\omega)$ ,  $\zeta(\omega)$  y  $\rho(\omega)$  se usan junto a  $P_L(\omega)$  en las fórmulas (4.4–4.6) para medir el DUT en el plano W  $\mathcal{W}(\omega)$ .
- iv) A partir de  $\mathcal{W}(\omega)$  y las constantes del *error-box*  $\alpha(\omega)$ ,  $\beta(\omega)$  y  $\gamma(\omega)$  se obtiene  $\Gamma_L(\omega)$  por medio de la ecuación (4.19).

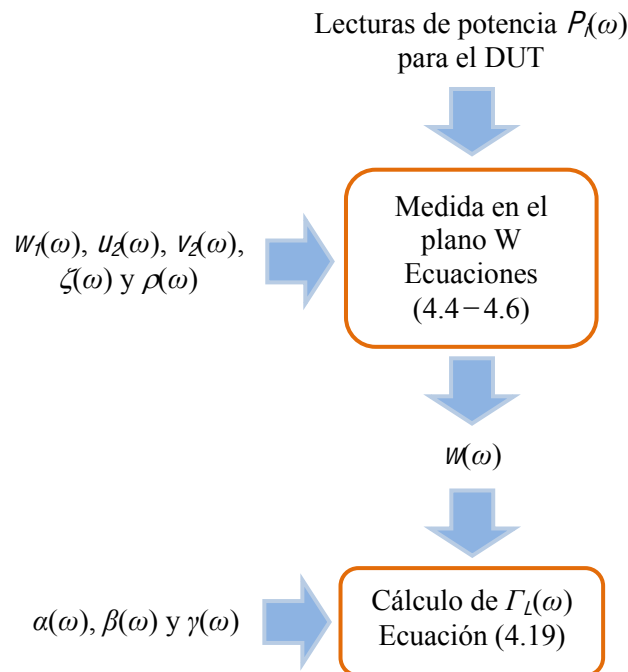


Fig. 4.17: Diagrama de flujo que describe el proceso de medida del coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_L(\omega)$ .

#### 4.4 Errores de medida causados por la calibración simplificada

---

Los algoritmos simplificados de calibración del OSPR que se han propuesto en la sección anterior están sustentados por una serie de aproximaciones que no coinciden exactamente con la realidad. Por este motivo, aunque las constantes determinadas por el método se acercan a su verdadero valor, los errores derivados del proceso de calibración generan incertidumbre en la medida del coeficiente de reflexión del DUT.

En este apartado se pretende evaluar la incertidumbre de medida de dos formas distintas. Primero, en el dominio de la frecuencia, se va a obtener la máxima amplitud del vector de error de medida del coeficiente de reflexión complejo del DUT. También se va a estudiar la distribución de los errores de medida en el plano complejo  $\Gamma$ . A continuación, en el dominio del tiempo, se va a mostrar cómo los errores del proceso de calibración provocan la aparición de una serie de reflexiones parásitas que se superponen con la respuesta impulsiva del DUT.

#### 4.4.1 Estudio en el dominio de la frecuencia de los errores de medida introducidos por la técnica de calibración simplificada

---

##### 4.4.1.1 Máxima amplitud del vector de error de medida

---

El vector de error de medida  $e(\lambda)$  es un número complejo que se define como la diferencia entre el valor real del coeficiente de reflexión  $\Gamma(\lambda)$  y la medida  $\Gamma_{meas}(\lambda)$ :

$$e(\lambda) = \Gamma(\lambda) - \Gamma_{meas}(\lambda) \quad (4.30)$$

La utilidad de este vector reside en que su módulo representa distancia en el plano complejo  $\Gamma$ . Por tanto, una forma de estudiar la incertidumbre de medida del OSPR consiste en hallar la máxima amplitud  $e_{m\acute{a}x}(\lambda)$  de  $e(\lambda)$ . Para calcular  $e_{m\acute{a}x}(\lambda)$  se lleva a cabo el siguiente procedimiento a cada longitud de onda: i) mediante el algoritmo de calibración simplificada se estiman las constantes de calibración del instrumento ( $w_1(\lambda)$ ,  $u_2(\lambda)$ ,  $v_2(\lambda)$ ,  $\zeta(\lambda)$ ,  $\rho(\lambda)$ ,  $\alpha(\lambda)$  y  $\beta(\lambda)$ , con  $\gamma(\lambda) = 0$ ) necesarias en las ecuaciones (4.4), (4.5) y (4.19); ii) se genera un conjunto de quinientos DUTs pasivos  $\Gamma^j$  uniformemente distribuidos en la región  $|\Gamma| \leq 1$  del plano complejo; iii) para cada  $\Gamma^j$ , se simulan las salidas de los cuatro PMs del reflectómetro mediante la ecuación (4.1); iv) a partir de las lecturas de potencia simuladas, se obtiene la medida de coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_{meas}^j(\lambda)$  a través de las ecuaciones (4.4–4.6) y (4.19), en las que se han introducido las constantes de calibración que fueron calculadas previamente; v) la máxima amplitud del vector de error de medida  $e_{m\acute{a}x}(\lambda)$  se define como la máxima distancia entre el valor real del coeficiente de reflexión  $\Gamma^j$  y la medida  $\Gamma_{meas}^j(\lambda)$  de entre todas las cargas consideradas:

$$e_{m\acute{a}x}(\lambda) = \max_j \left\{ \Gamma^j(\lambda) - \Gamma_{meas}^j(\lambda) \right\} \quad (4.31)$$

En la Fig. 4.18 se representa  $e_{m\acute{a}x}(\lambda)$  en función de la longitud  $L$  de las fibras de interconexión de los medidores de potencia óptica. Es necesario destacar que en cada gráfica

aparecen dos curvas distintas. En la primera, de color azul, el plano W se calibra con la técnica VSM, según se ha explicado en la sección 4.3, con  $\Delta\lambda=0.1$  pm y  $L_f=1.63$  m. En cambio, el plano  $\Gamma$  se caracteriza con la ayuda de tres estándares ideales ( $\Gamma_1=1$ ,  $\Gamma_2=-1$ ,  $\Gamma_3=0$ ). El propósito de esta simulación es analizar únicamente la incertidumbre de medida originada por la calibración del plano W con el método VSM. En la segunda curva, de color rojo, las constantes de calibración del plano W se calculan, de nuevo, mediante la técnica VSM, mientras que la calibración del *error-box* se realiza con dos estándares (una carga adaptada y un espejo de referencia). De este modo, esta última curva considera los efectos combinados de las dos simplificaciones propuestas en la sección 4.3 para la calibración completa del instrumento.

Hay que resaltar en la Fig. 4.18, primero, que la amplitud de los errores de medida causados únicamente por la calibración VSM (curvas azules) disminuye al reducir la longitud  $L$  de las fibras que conectan los PMs con el PLC de seis puertos. Este dato concuerda con los comentarios correspondientes a la Fig. 4.13, en los que se razona que, al acortar los tramos de fibra de interconexión, las constantes de calibración del instrumento varían más lentamente con la longitud de onda y, por tanto, las aproximaciones tras el método VSM son más fieles a la realidad. Por otro lado, en las curvas rojas se comprueba que el valor de  $L$  apenas afecta a la magnitud de los errores originados por la calibración con dos estándares del *error-box*. Esto se debe a que la amplitud máxima de  $\gamma(\lambda)$  con  $\lambda$  es poco sensible a la longitud de las fibras de interconexión, como se muestra en la Fig. 4.15, aunque sí que cambia la frecuencia con la que se suceden mínimos y máximos relativos de  $|\gamma(\lambda)|$ . De estas dos observaciones se deduce que, al reducir  $L$ , la calibración del plano  $\Gamma$  con dos estándares se convierte en la fuente de error más relevante. Esto lo corrobora la Fig. 4.18, donde el aumento de incertidumbre de medida producido por la calibración simplificada del plano  $\Gamma$  es mayor para  $L=10$  cm que para  $L=40$  cm. Además, al comparar las curvas en rojo de la Fig. 4.18 con el valor de  $|\gamma(\lambda)|$  representado en la Fig. 4.15, se observa que dicho incremento es más importante a las longitudes de onda en las que  $|\gamma(\lambda)|$  es mayor. Este comportamiento se debe a que la calibración del plano  $\Gamma$  con dos estándares asume de forma ideal que  $\gamma(\lambda) = 0$ .

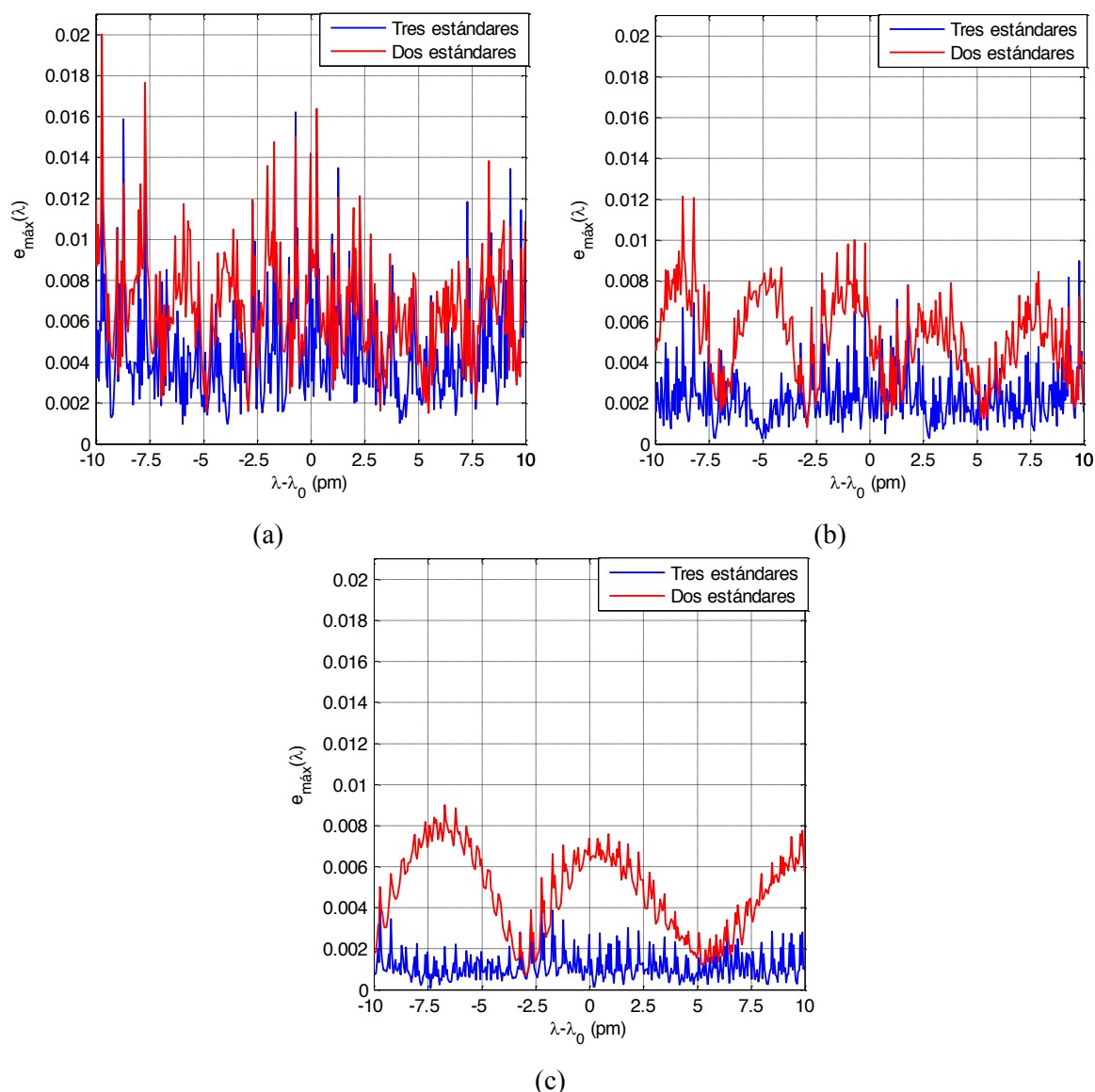


Fig. 4.18: Máxima incertidumbre de medida causada por la calibración del OSPR. Curva azul: calibración VSM del plano W; calibración con tres estándares del plano  $\Gamma$ .  $\lambda_0=1550$  nm. Curva roja: calibración VSM del plano W; calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ . (a)  $L=40$  cm; (b)  $L=20$  cm; (c)  $L=10$  cm.

#### 4.4.1.2 Distribución de los errores de medida en el plano complejo $\Gamma$

Para estudiar cómo varía el error de medida en función del valor  $\Gamma$  del coeficiente de reflexión del DUT, se han aprovechado los datos obtenidos en el experimento anterior para  $L=10$  cm a  $\lambda=1550$  nm a fin de representar en la Fig. 4.19 la amplitud del vector de error de medida  $\theta(\lambda)$  correspondiente a cada una de las quinientas cargas de prueba  $\Gamma^j$ . En este caso, el plano W se ha calibrado mediante el método VSM con  $\Delta\lambda=0.1$  pm y  $L_f=1.63$  m, mientras que el plano  $\Gamma$  se ha caracterizado con dos estándares de calibración. En la Fig. 4.19 se observa, en primer lugar, que aparecen dos ceros en el error de medida, situados en  $\Gamma=0$  y  $\Gamma=-1$ , que coinciden con las dos cargas patrón empleadas. Por otro lado, se comprueba que la incertidumbre de medida empeora



progresivamente al crecer  $|\Gamma|$ . Este fenómeno se produce porque aumenta el producto  $|\gamma\Gamma|$  y, por tanto, suponer  $\gamma=0$  en la ecuación (4.19) genera un mayor error de aproximación.

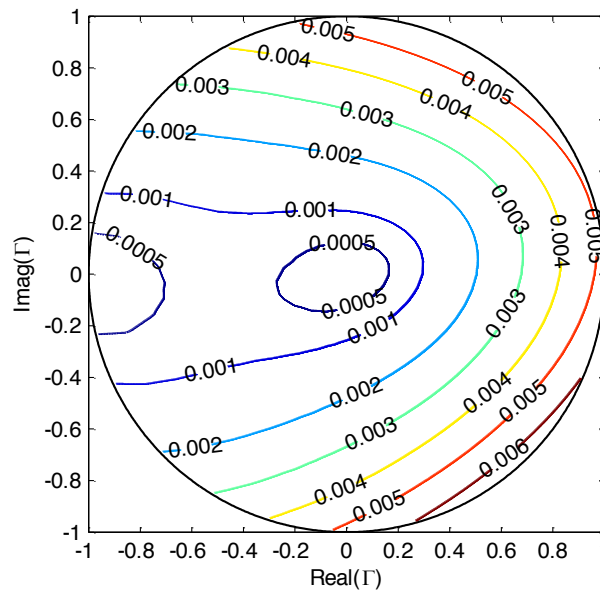


Fig. 4.19: Distribución de los errores de medida en el plano complejo  $\Gamma$ . Calibración VSM del plano  $W$ ; calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ .  $L=10$  cm,  $\lambda=1550$  nm.

#### 4.4.2 Estudio en el dominio del tiempo de los errores de medida introducidos por la calibración simplificada

El análisis que se ha efectuado en el subapartado anterior no proporciona información acerca de cómo se manifiestan en la respuesta impulsiva del DUT los errores causados por las aproximaciones de la técnica de calibración simplificada. Es importante evaluar el funcionamiento del OSPR en el dominio del tiempo por dos razones. Primero, porque escanear la respuesta impulsiva del DUT es útil en aplicaciones como el diseño de componentes fotónicos, donde se examina la estructura del dispositivo para detectar discontinuidades capaces de degradar el comportamiento de los mismos. En segundo lugar, en las técnicas C-OFDR se suele procesar la medida en el dominio del tiempo para cancelar ciertos términos de error. Gracias a esta metodología es posible incrementar la exactitud de caracterización de las pérdidas de retorno y, sobre todo, del retardo de grupo.

En esta sección se van a estudiar mediante simulación los efectos que sobre la medida de la respuesta impulsiva del DUT tienen, por un lado, la calibración VSM del plano  $W$  y, por otro, la calibración simplificada completa del OSPR (esto es, método VSM en el plano  $W$  y técnica de dos estándares en el plano  $\Gamma$ ).

#### 4.4.2.1 Efecto de la calibración VSM del plano W sobre la medida de respuesta al impulso

Para llevar a cabo este estudio, se procede como sigue: i) se estiman las constantes de calibración del instrumento ( $w_l(\lambda)$ ,  $u_l(\lambda)$ ,  $v_l(\lambda)$ ,  $\zeta(\lambda)$ ,  $\rho(\lambda)$ ,  $\alpha(\lambda)$ ,  $\beta(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$ ) necesarias en las ecuaciones (4.4), (4.5) y (4.19) cada  $\Delta\lambda_m=0.05$  nm en un rango de 5 nm en torno a 1550 nm; ii) en ese conjunto de longitudes de onda se emplea la ecuación (4.1) para simular las lecturas de potencia registradas para un DUT ideal  $\Gamma_L(\lambda)=j$  (se elige este valor para que no coincida con ninguno de los estándares de calibración); iii) a partir de estas lecturas de potencia y las constantes de calibración obtenidas, se calcula el coeficiente de reflexión medido  $\Gamma_{Lmeas}(\lambda)$  con las ecuaciones (4.4–4.6) y (4.19); iv) la medida de respuesta impulsiva del DUT  $h_{meas}(t)$  se extrae a partir de  $\Gamma_{Lmeas}(\lambda)$  a través del algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*).

En la Fig. 4.20 se representa la medida de la respuesta impulsiva del DUT cuando se usa el método VSM para la calibración del plano W, mientras que la calibración del bipuerto error se ejecuta con tres estándares ideales ( $\Gamma_1=1$ ,  $\Gamma_2=-1$ ,  $\Gamma_3=0$ ). La escala del eje de ordenadas se ha ajustado para que sea visible un cierto número de grupos de ecos que aparecen en la respuesta impulsiva registrada por el instrumento, y que están causados por los errores de medida introducidos por la calibración VSM del plano W. Se comprueba que la separación temporal entre dos grupos sucesivos se corresponde con el retardo de propagación de ida y vuelta  $T_f=2 \cdot L_f n_{eff} / c=15.7$  ns del *offset mirror* usado en el algoritmo VSM ( $n_{eff}=1.472$ ,  $L_f=1.63$  m).

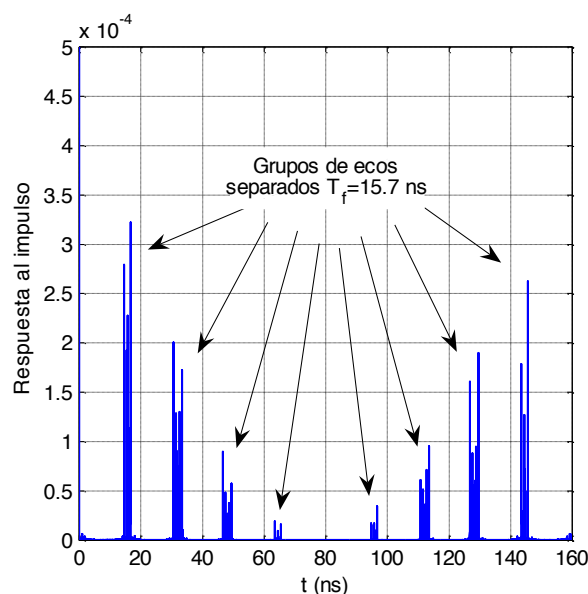


Fig. 4.20: Medida de la respuesta impulsiva del DUT en la que aparecen ecos debidos a los errores causados por la calibración VSM del plano W. La calibración del plano  $\Gamma$  se realiza con tres estándares ideales.  $\Gamma_L(\lambda)=j$ ,  $L=10$  cm,  $L_f=1.63$  m.

Para explicar este fenómeno conviene resaltar, en primer lugar, que la relación entre  $L_f$  y la separación entre los grupos de artefactos que contaminan la medida de la Fig. 4.20 indica que el valor de las constantes de calibración del instrumento no sólo depende del hardware del OSPR, sino también de las cargas empleadas para calibrar el plano W. Esto se debe a que la calibración VSM del plano W a una longitud de onda  $\lambda_{cal}$  utiliza las lecturas de potencia registradas a cinco longitudes de onda  $\lambda_k = (\lambda_{cal} - 2 \cdot \Delta\lambda, \lambda_{cal} - \Delta\lambda, \lambda_{cal}, \lambda_{cal} + \Delta\lambda, \lambda_{cal} + 2 \cdot \Delta\lambda)$ , asumiendo que los parámetros del reflectómetro no cambian de una frecuencia a otra. Como esa situación no se corresponde con la realidad, lo que ocurre es que el algoritmo de calibración proporciona el conjunto de constantes  $W_f(\lambda_{cal}), U_f(\lambda_{cal}), V_f(\lambda_{cal}), \zeta(\lambda_{cal})$  y  $\rho(\lambda_{cal})$  que mejor satisface la ecuación del paraboloide (2.22) planteada a las longitudes de onda  $\lambda_k$  para el *offset mirror* de longitud  $L_f$ . Dado que los parámetros de calibración calculados mediante el método VSM dependen de  $L_f$ , su transformada de Fourier Inversa debe presentar componentes en instantes de tiempo que sean múltiplos de  $T_f$ . Por ello aparecen ecos parásitos en la respuesta temporal del dispositivo.

La Fig. 4.21 muestra en detalle el primer grupo de ecos, situado en torno a  $t = 15.7$  ns. En esta ocasión se representan tres curvas distintas, en función de la longitud  $L$  de las fibras que unen el PLC y los PMs. Se comprueba que, al utilizar fibras de mayor longitud, crecen tanto la distancia entre los ecos que forman el grupo como su amplitud. Esto es una consecuencia directa de que las constantes del OSPR varíen más rápido con la longitud de onda al aumentar  $L$ , como se refleja en la Fig. 4.13. Además, estos resultados concuerdan totalmente con los representados en la Fig. 4.18, que predicen que la magnitud de los errores de medida crece con  $L$ .

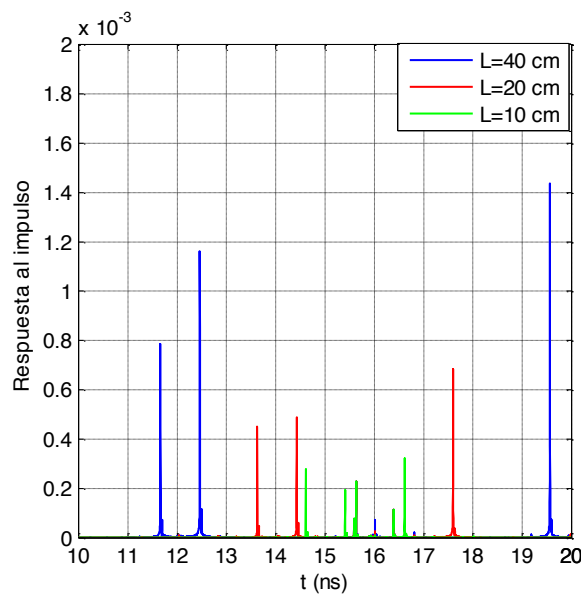


Fig. 4.21: Detalle en torno a  $t = 15.7$  ns de los artefactos de medida originados por los errores de la calibración VSM del plano W. El *error-box* se calibra con tres estándares ideales. Curva azul:  $L = 40$  cm; curva roja:  $L = 20$  cm; curva verde:  $L = 10$  cm.

Al ampliar el eje temporal alrededor de la región  $t=0$  (que no se muestra con claridad en la Fig. 4.20, que abarca un total de 160 ns), se comprueba que los errores de calibración también introducen ecos parásitos cuyo retardo es muy inferior a  $T_f$ . Estos ecos están asociados con la respuesta en frecuencia del OSPR. Por un lado, en la Fig. 4.22 –(a) se representa la medida de respuesta impulsiva en el intervalo  $0 < t(\text{ns}) < 6$  en función de  $L$ . En esta gráfica se puede ver que existe una serie de parásitos en la medida cuya posición está claramente relacionada con  $L$ . De hecho, aparecen en instantes de tiempo correspondientes a los retardos de ida y vuelta asociados con las longitudes de fibra bajo consideración:  $t=0.96, 1.93$  y  $3.8$  ns (para  $L=10, 20$  y  $40$  cm, respectivamente), y han sido marcados en la Fig. 4.22 –(a) en aras de la claridad. Como cabía esperar, la amplitud de estos ecos decrece al disminuir  $L$  por las mismas razones ya expuestas en los comentarios de la Fig. 4.21. En la región  $t < 1$  ns también existen otros ecos, que se representan con detalle en la Fig. 4.22 –(b), donde se muestran junto a la respuesta impulsiva del DUT. La amplitud de estas reflexiones depende de  $L$ , mientras que su posición no se ve afectada por dicho parámetro, de modo que se puede afirmar que están causados por la respuesta en frecuencia del PLC. La conclusión de este análisis es que los errores de la calibración VSM se atenúan en gran medida si se acorta la longitud de las fibras de interconexión entre el PLC y los PMs.

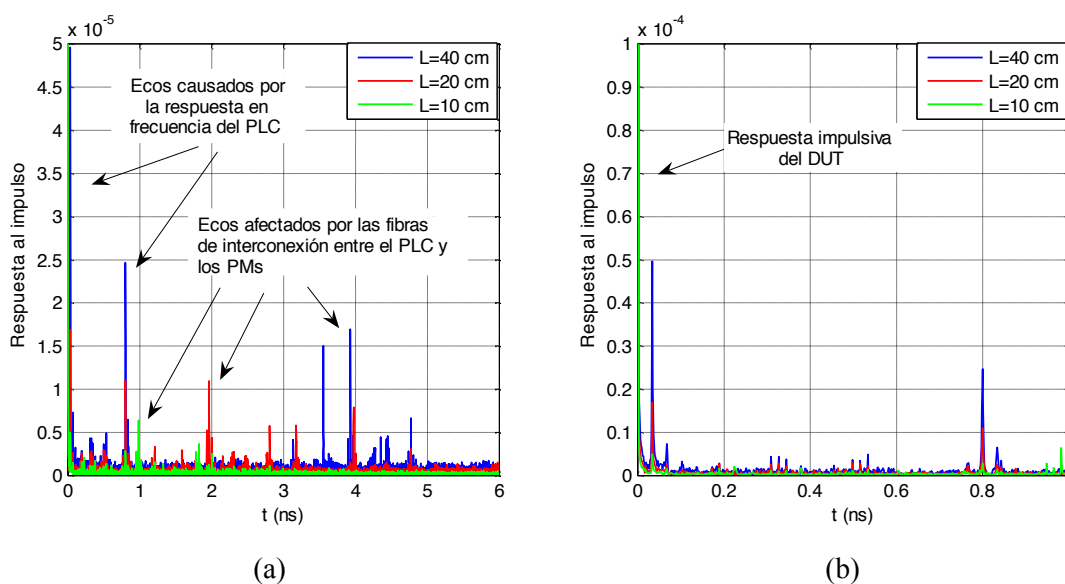


Fig. 4.22: Ecos parásitos de bajo retardo debidos a los errores de calibración VSM del plano W. La calibración del *error-box* se realiza con tres estándares ideales. Curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm. (a)  $t < 6$  ns; (b)  $t < 1$  ns.

#### 4.4.2.2 Efecto de la calibración simplificada completa sobre la medida de respuesta al impulso

---

Los resultados previos han presentado únicamente el impacto de una calibración imperfecta del plano W con el algoritmo VSM. Sin embargo, también es de interés analizar cómo se reflejan en el dominio del tiempo los errores de medida causados por la calibración simplificada del plano  $\Gamma$  con dos estándares. Para obtener esta nueva información, se ha procedido de forma similar al caso anterior, salvo en lo relativo al procedimiento de calibración del *error-box*.

En la Fig. 4.23 se ha simulado la medida de respuesta impulsiva del DUT ( $\Gamma_L=j$ ) en el intervalo  $0 < t \text{ (ns)} < 6$  cuando se utiliza el método VSM para calibrar el plano W y dos estándares en la calibración del plano  $\Gamma$  (un espejo de referencia y una carga adaptada). La primera observación se refiere al nivel de los ecos parásitos que contaminan la medida, que ha crecido casi en dos órdenes de magnitud con respecto al registrado en la Fig. 4.22. Por otro lado, conviene apreciar que la amplitud de los ecos es poco sensible al valor de  $L$ , aunque la posición de algunos de ellos está relacionada con la longitud  $L$  de las fibras de interconexión entre el PLC y los PMs. La explicación a este comportamiento reside en que la imperfección del puerto de referencia se convierte en la principal fuente de incertidumbre y, como se ha razonado en la sección 4.4.1.1, la magnitud de estos errores apenas cambia con el valor de  $L$ . En cambio, este parámetro sí influye en cómo varía  $\gamma(\lambda)$  con la longitud de onda, lo que, a su vez, modifica la posición de los ecos en la Fig. 4.23.

Entre los ecos producidos por la respuesta en frecuencia del PLC, destaca la amplitud de la reflexión que aparece en  $t \simeq 0.6$  ns. Este eco está asociado a las variaciones con la longitud de onda de la envolvente de  $|\gamma(\lambda)|$ . Por esta razón, no aparece en la Fig. 4.22, donde el plano  $\Gamma$  se calibraba por completo con tres estándares en vez de dos.

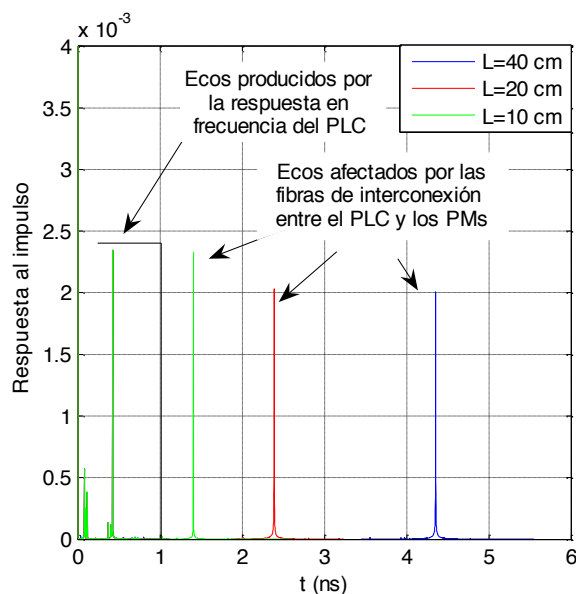


Fig. 4.23: Ecos parásitos de bajo retardo introducidos por los errores de medida asociados a la calibración simplificada completa (técnica VSM en el plano W y calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ). Curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm.

#### 4.5 Cancelación de los artefactos de medida mediante un enventanado temporal de la respuesta al impulso

En el dominio del tiempo, los errores de medida de la técnica de calibración simplificada producen reflexiones parásitas que se sitúan en instantes específicos del eje de tiempos. Al caracterizar un dispositivo desconocido en el dominio de la frecuencia, se podría reducir la incertidumbre de medida si se cancelan estos artefactos mediante un enventanado temporal de la respuesta al impulso. Este procedimiento, que se muestra de forma esquematizada en la Fig. 4.24, consiste en lo siguiente: i) mediante el algoritmo IFFT (*Inverse* FFT) se obtiene la respuesta al impulso del DUT  $h_{meas}(t)$  a partir de la medida de coeficiente de reflexión  $\Gamma_{L_{meas}}(\lambda)$ ; ii) se calcula la respuesta al impulso enventanada  $h_w(t)$  como el producto de  $h_{meas}(t)$  con una función ventana  $w(t)$ :

$$h_w(t) = h_{meas}(t) \cdot w(t) \quad (4.32)$$

iii) de nuevo se aplica la FFT para hallar el coeficiente de reflexión filtrado  $\Gamma_{fit}(\lambda)$  a partir de  $h_w(t)$ .

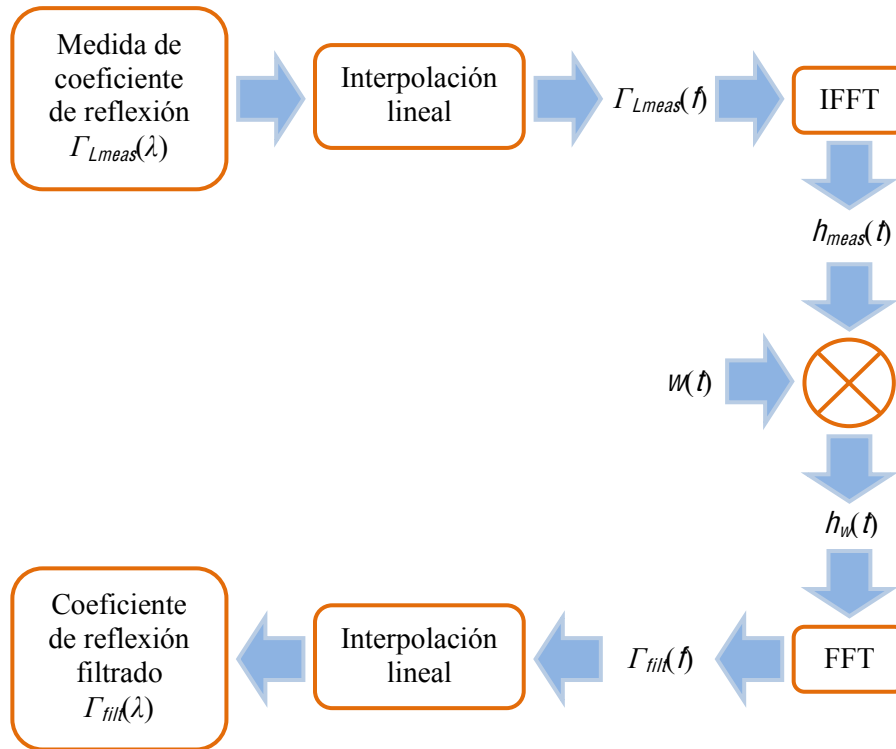


Fig. 4.24: Reducción de los errores de medida mediante enventanado temporal de la respuesta impulsiva.

Es preciso destacar que el algoritmo FFT requiere una rejilla uniforme de frecuencias de trabajo. Sin embargo, lo normal es que el láser sintonizable del instrumento recorra de forma lineal el *span* de longitudes de onda. Con una velocidad constante de muestreo de las lecturas de potencia, esto resulta en un conjunto de longitudes de onda equiespaciadas. Por lo tanto, es necesario interpolar los datos tanto en el paso i) como en el iii) del proceso de enventanado.

La función ventana  $w(t)$  suele ser rectangular, y se define de la siguiente manera:

$$w(t) = \begin{cases} 1 & t_1 < t < t_2 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4.33)$$

donde, en una situación ideal, los instantes de tiempo  $t_1$  y  $t_2$  deberían abarcar toda la energía de la respuesta al impulso del DUT. En el dominio de la frecuencia, el producto que aparece en la ecuación de enventanado (4.32) se convierte en una convolución:

$$\Gamma_{filt}(f) = \Gamma_{Lmeas}(f) * W(f) \quad (4.34)$$

en la cual  $W(f)$  es la transformada de Fourier de  $w(t)$ , que, para el caso de una ventana rectangular, viene dada por una función *sinc*, como se puede ver en la fórmula (4.35).

$$W(f) = e^{-j \cdot \pi \cdot f \cdot (t_1 + t_2)} \cdot (t_2 - t_1) \cdot \text{sinc}[(t_2 - t_1) \cdot f] \quad (4.35)$$

Una contrapartida de la convolución de la ecuación (4.34) es el empeoramiento de la resolución espectral del sistema, que se suele especificar como el ancho de banda entre nulos  $BW_n$  de la función  $W(f)$ :

$$BW_n = \frac{2}{t_2 - t_1} \quad (4.36)$$

Esta última fórmula revela que la resolución espectral de la medida es mejor cuanto mayor sea la anchura  $t_2 - t_1$  de la ventana  $W(f)$ .

#### 4.6 Caracterización de un dispositivo típico con el OSPR propuesto

---

La estrategia de calibración simplificada del OSPR que se propone en esta Tesis parte de una serie de aproximaciones que limitan la exactitud con la que se calculan las constantes de calibración del instrumento. La consecuencia de utilizar estos parámetros de calibración es la aparición de ciertos errores de medida, que han sido estudiados a lo largo de este Capítulo, tanto en el dominio de la frecuencia como en el del tiempo, con el objetivo de explicar su origen y encontrar métodos para reducir su nivel. A un nivel más práctico, sin embargo, aún no se ha establecido una relación entre dichos errores y la incertidumbre con la que se obtienen las magnitudes que habitualmente son de interés en la caracterización de dispositivos fotónicos, que son las pérdidas de retorno  $r(\lambda)$  y el retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$  definidos como:

$$r(\lambda) = |\Gamma(\lambda)| \quad (4.37)$$

$$\tau_g(\lambda) = \frac{\lambda^2}{2\pi c} \cdot \frac{d(\angle \Gamma(\lambda))}{d\lambda} \quad (4.38)$$

donde  $\Gamma(\lambda)$  es el coeficiente de reflexión del DUT.

La manera más realista de llevar a cabo este nuevo análisis consiste en simular el proceso de caracterización de un dispositivo fotónico representativo por medio del método que se ha presentado. Con este propósito se ha escogido un FBG (*Fiber Bragg Grating*), puesto que se trata de un componente esencial para implementar numerosas funciones importantes en redes de



comunicaciones ópticas que hagan uso de técnicas de multiplexación en longitud de onda, como, por ejemplo [56,72]:

- i) Filtros paso o rechazo-banda muy selectivos.
- ii) Multiplexores OADM capaces de insertar o extraer la longitud de onda correspondiente a un solo canal.
- iii) Compensar la dispersión de retardo de grupo que introducen las fibras ópticas en la ventana de 1550 nm sin utilizar regeneradores electro-ópticos.

El FBG se construye a partir de un tramo de fibra óptica de cierta longitud que se somete a un determinado patrón de intensidad de luz ultravioleta para modificar el valor del índice de refracción efectivo del modo guiado en función de la dimensión longitudinal  $z$ . Por cuestión de simplicidad, las simulaciones incluidas en esta sección se van a centrar en un FBG de tipo uniforme, cuya respuesta se puede obtener de forma analítica. Esta clase de FBG se caracteriza por reflejar una estrecha banda de longitudes de onda. Por tanto, se podría utilizar como OADM en combinación con un circulador óptico, como se explica en la Fig. 4.25. En este caso, sería necesario caracterizar con exactitud las pérdidas de retorno del dispositivo en todo el rango de longitudes de onda (para determinar tanto el rizado en el canal de interés como el rechazo a otros canales), mientras que el retardo de grupo sólo importaría en la banda de reflexión.

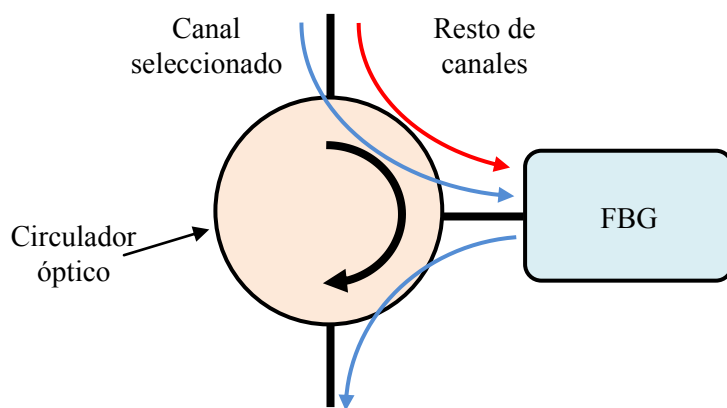


Fig. 4.25: Implementación de un OADM con un circulador óptico y un FBG.

Para un FBG uniforme, las perturbaciones de índice de refracción  $\Delta n_{eff}(z)$  responden a la siguiente ecuación [72]:

$$\Delta n_{eff}(z) = \Delta n_{eff,medio} - \Delta n_{eff,amp} \cdot \cos \frac{2 \cdot \pi \cdot z}{\Lambda} \quad (4.39)$$

donde  $\Delta n_{eff,medio}$ ,  $\Delta n_{eff,amp}$  y  $\Lambda$  son, respectivamente, el valor medio, la amplitud y el periodo espacial de las oscilaciones de  $\Delta n_{eff}(z)$ . El significado de estos parámetros se ilustra con claridad en la Fig. 4.26.

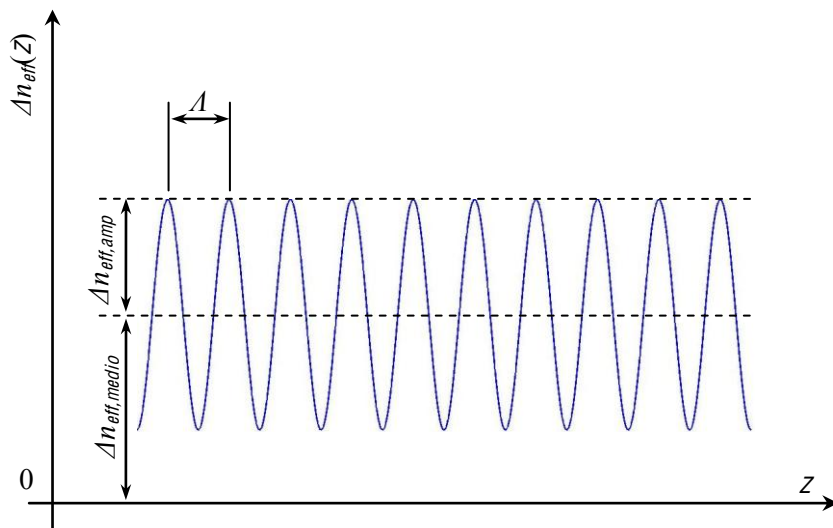


Fig. 4.26: Variación del índice de refracción efectivo a lo largo de un FBG uniforme.

El coeficiente de reflexión de un FBG uniforme de longitud  $L_G$  con un *pigtail* de acceso cuya medida es  $L_p$  se puede modelar por medio de la ecuación (4.40) [72]:

$$\Gamma_{\text{FBG}}(\lambda) = -e^{-j \cdot \gamma_p(\lambda) \cdot L_p} \cdot \frac{k(\lambda) \cdot \text{senh}[\gamma_G(\lambda) \cdot L_G]}{\sigma_m(\lambda) \cdot \text{senh}[\gamma_G(\lambda) \cdot L_G] - j \cdot \gamma_G(\lambda) \cdot \text{cosh}[\gamma_G(\lambda) \cdot L_G]} \quad (4.40)$$

en la que  $\gamma_p(\lambda)$  es la constante de propagación del *pigtail* y:

$$k(\lambda) = \frac{\pi \cdot \Delta n_{eff,amp}}{\lambda} \quad (4.41)$$

$$\gamma_G(\lambda) = \sqrt{k^2(\lambda) - \sigma_m^2(\lambda)} \quad (4.42)$$

$$\sigma_m(\lambda) = 2 \cdot \pi \cdot n_{eff} \cdot \left[ \frac{1 + \Delta n_{eff,medio} / n_{eff}}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_B} \right] \quad (4.43)$$

$$\lambda_B = 2 \cdot n_{eff} \cdot \Lambda \quad (4.44)$$

El parámetro  $n_{eff}$  que aparece en las ecuaciones (4.43) y (4.44) es el índice de refracción efectivo de la fibra en ausencia de *grating*. De especial significación es la longitud de onda de

Bragg  $\lambda_B$ , que se corresponde con el centro de la banda de funcionamiento del dispositivo. Si el *grating* se divide en secciones idénticas de tamaño  $A$ , cuando el componente trabaja a  $\lambda_B$  se produce la llamada reflexión de Bragg, de manera que la luz reflejada por cada sección se encuentra en fase con la que reflejan las demás [73].

#### 4.6.1 Descripción del proceso de simulación de la medida

---

La ecuación (4.40) proporciona el valor ideal del coeficiente de reflexión del FBG, que se requiere para simular el proceso de medida del dispositivo. Para completar el modelo, sin embargo, es necesario especificar los parámetros  $L_G$ ,  $\lambda_B$ ,  $n_{eff}$ ,  $\Delta n_{eff,medio}$  y  $\Delta n_{eff,amp}$  que definen el diseño. En este sentido, el *grating* que se va a caracterizar aparece en [72], con  $L_G=1$  cm,  $\lambda_B=1550$  nm,  $n_{eff}=1.45$  y  $\Delta n_{eff,medio}=\Delta n_{eff,amp}=10^{-4}$ . Para aportar más realismo a la simulación, el componente se modifica para que tenga un *pigtail* de acceso de fibra estándar de 1 m de longitud, como ocurre con muchos otros dispositivos comerciales.

El procedimiento de caracterización del DUT se simula de la siguiente manera (ver la Fig. 4.27): i) en primer lugar, las constantes de calibración del OSPR se calculan con los algoritmos propuestos en este Capítulo; ii) el modelo del FBG proporciona un valor de coeficiente de reflexión  $\Gamma_{FBG}(\lambda)$  que incluye el efecto del *pigtail* de 1 m de longitud; iii) el coeficiente de reflexión del DUT se introduce en el simulador del hardware del OSPR para hallar el valor de las lecturas de potencia del sistema  $P_j(\lambda)$  ( $j=3..6$ ); iv) los algoritmos de medida del OSPR (ecuaciones (4.4–4.6) y (4.9)) hacen uso de las constantes de calibración previamente obtenidas para calcular el coeficiente de reflexión medido  $\Gamma_{Lmeas}(\lambda)$  a partir de  $P_j(\lambda)$ ; v) para eliminar parcialmente los errores de medida que introduce la técnica de calibración simplificada, se aplica un enventanado temporal sobre la respuesta impulsiva del DUT; vi) se utilizan las ecuaciones (4.28–4.29) para hallar las pérdidas de retorno  $r(\lambda)$  y el retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$  del FBG a partir del coeficiente de reflexión filtrado  $\Gamma_{fil}(\lambda)$  que resulta del paso anterior; vi) finalmente, estas medidas se comparan con los datos teóricos que se derivan a partir del modelo del FBG.

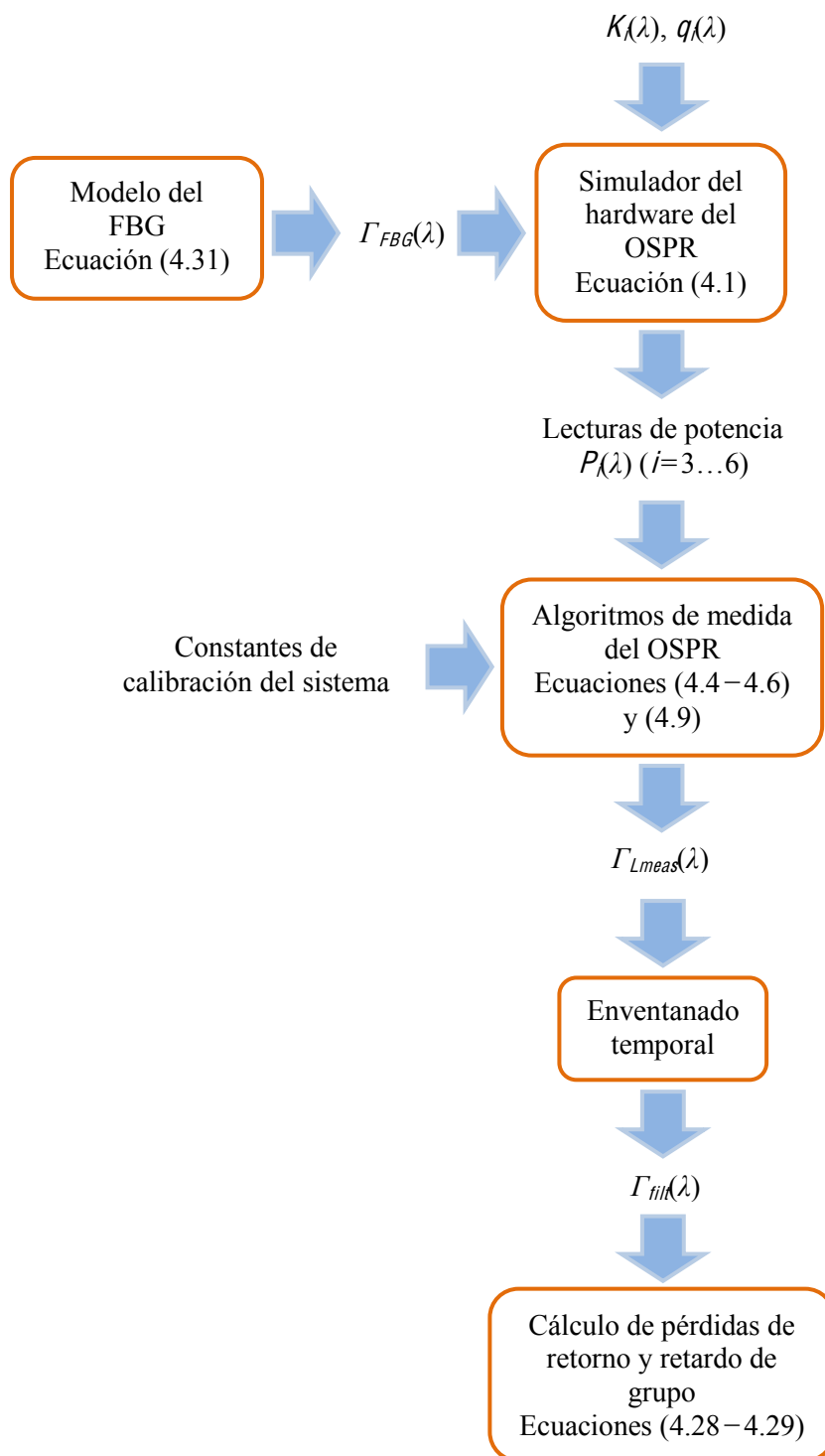


Fig. 4.27: Simulación del proceso de caracterización del FBG.

Durante toda la simulación se emplea un paso de longitud de onda  $\lambda_{step}=0.05$  pm, que a 1550 nm se corresponde con un paso de frecuencia aproximado  $f_{step}=6.25$  MHz. Este intervalo de muestreo de la respuesta en frecuencia del DUT permite observar sin *aliasing* una ventana temporal de tamaño  $T_w=1/f_{step}=160$  ns. Por otro lado, la caracterización del DUT se realiza en un ancho de banda  $\Delta\lambda_m=5$  nm alrededor de 1550 nm, que equivale aproximadamente a  $\Delta f_m=625$

GHz. Como ya se ha explicado en el Capítulo 3 para los instrumentos C-OFDR, un ancho de banda de medida restringido en el dominio de la frecuencia equivale, a través de la transformada de Fourier Inversa, a convolucionar la respuesta impulsiva del dispositivo con una *sinc* cuya anchura de lóbulo principal es, en este caso,  $\Delta T = 2/\Delta f_m = 3.2$  ps. Por este motivo, la resolución en el dominio del tiempo queda limitada a  $\Delta t_{min} = \Delta T$ . Para evaluar este dato en términos de resolución espacial, hay que tener en cuenta que  $\Delta t_{min}$  implica un trayecto de propagación de ida y vuelta. Por lo tanto, si el índice de refracción efectivo es del orden de  $n_{eff} = 1.5$ , el sistema no podría discriminar entre discontinuidades separadas menos de  $d_{min} = 0.5 \cdot \Delta t_{min} \cdot c / n_{eff} = 0.32$  mm. Este nivel de resolución temporal (espacial) es suficiente para el DUT que se ha elegido, porque el lóbulo más estrecho de su respuesta impulsiva tiene una anchura de unos 30 ps, como se comprueba en la Fig. 4.28 de la próxima sección. Sin embargo, es preciso aclarar que el OSPR propuesto permite medir la respuesta en frecuencia del DUT en un *span* de hasta 100 nm (en función de las características del TLS). Esto quiere decir que se puede alcanzar una resolución temporal máxima de 0.16 ps (equivalente a una resolución espacial del orden de 16  $\mu$ m).

#### 4.6.2 Resultados de caracterización del FBG

---

En la Fig. 4.28 se muestra la respuesta impulsiva del FBG, que incluye el *pigtail* de acceso al dispositivo. En esta gráfica se comparan cuatro curvas diferentes. En primer lugar, el valor teórico de la respuesta al impulso  $h_{FBG}(t)$ , que se deriva de  $\Gamma_{FBG}(\lambda)$  mediante el algoritmo FFT. En segundo lugar, se representa la respuesta impulsiva correspondiente a la simulación de la medida del coeficiente de reflexión del DUT  $\Gamma_{Lmeas}(\lambda)$ , calculada a través de la FFT para tres valores diferentes de la longitud  $L$  de las líneas de interconexión entre el PLC y los PMs. Conviene notar que estos resultados se obtienen cuando se aplica la técnica VSM a la calibración del plano W y una calibración con tres estándares ideales en el plano  $\Gamma$ , con el objetivo de aislar los errores causados por la primera de los que introduciría la aproximación de puerto de referencia ideal. Se observa que existe una coincidencia excelente entre las curvas medidas y la teórica, excepto por los ecos parásitos originados por el proceso de calibración aproximada, como se muestra en las Fig. 4.28 – (b) y (c). Es interesante destacar que las reflexiones parásitas de la Fig. 4.28 – (c) provienen de un grupo de ecos situado en torno a  $t = T_f = 15.7$  ns, como predice el análisis realizado en la sección 4.4.

Para reducir la magnitud de los errores de medida, se aplica en el dominio del tiempo una ventana rectangular  $\mathcal{W}(t)$  sobre la respuesta al impulso del DUT, según lo que se ha descrito anteriormente. Esta ventana debería abarcar todo el contenido energético de la respuesta impulsiva del FBG. Tras descontar el retardo del *pigtail*, de la Fig. 4.28 se deduce que la duración de  $h_{FBG}(t)$

ronda los 500 ps. Sin embargo, la longitud de  $\mathcal{W}(t)$  tendría que ser mayor, debido al ensanchamiento temporal que produce un *span* limitado de frecuencias de medida. Para  $L=10$  cm y  $L=20$  cm se ha utilizado una ventana de 1100 ps (que corresponden a una resolución espectral de 14.6 pm), que se sitúa simétricamente alrededor del máximo de la respuesta al impulso del DUT. En cambio, para  $L=40$  cm, la longitud de la ventana debe reducirse a 650 ps (24.6 pm de resolución) para eliminar el eco más cercano que se representa en el detalle de la Fig. 4.28–(b). En este caso, la duración de la ventana es de 100 ps antes del máximo y 550 ps después de éste.

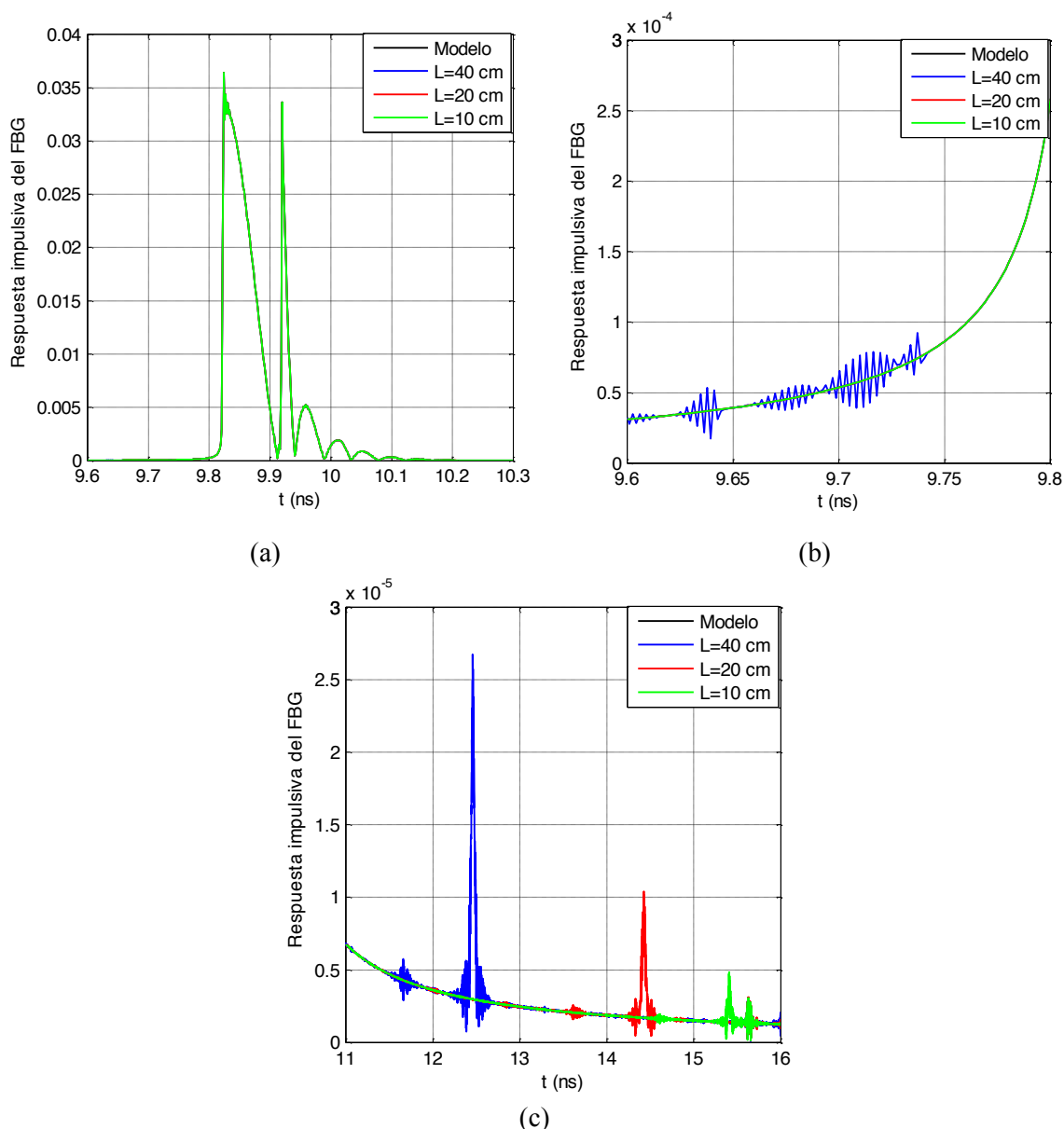


Fig. 4.28: Respuesta al impulso del FBG sin envanar. El plano W se calibra con VSM y el *error-box* con tres estándares ideales. Curva negra: modelo; curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm. (a)  $9.6 < t(\text{ns}) < 10.3$ ; (b)  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$ ; (c)  $11 < t(\text{ns}) < 16$ .

El resultado del proceso de enventanado se convierte de nuevo al dominio de la frecuencia para hallar  $\Gamma_{\text{ret}}(\lambda)$ . A partir de  $\Gamma_{\text{ret}}(\lambda)$  se calculan las pérdidas de retorno  $r(\lambda)$  y el retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$  mediante las ecuaciones (4.28–4.29). Las Fig. 4.29–(a) y (c) muestran una comparación de estos resultados con los valores ideales que se obtienen a partir del modelo matemático del FBG. Se observa que el dispositivo está diseñado para reflejar las longitudes de onda cercanas a  $\lambda_0=1550.107$  nm. También se comprueba que el retardo de grupo es plano en torno a  $\lambda_0$ . Los errores de medida correspondientes se representan en las Fig. 4.29 – (b) y (d). Al evaluar la incertidumbre de medida en función de la longitud de las fibras de interconexión de los PMs, apenas hay diferencia entre  $L=10$  cm y  $L=20$  cm, mientras que los resultados para  $L=40$  cm son peores porque se ha aplicado un enventanado más restrictivo en ese caso (debido a la proximidad de ecos), que provoca que se pierda parte del contenido energético de la respuesta impulsiva del DUT. Para mitigar este efecto convendría caracterizar el dispositivo en un *span* de longitudes de onda más amplio. En los casos en que  $L=10$  cm y  $L=20$  cm, la exactitud de la medida de pérdidas de retorno es mejor que  $\pm 0.0005$  dB y el error de retardo de grupo es inferior a  $\pm 25$  fs en la banda de reflexión del dispositivo. Para  $L=40$  cm, estos números crecen hasta  $\pm 0.0025$  dB y  $\pm 55$  fs, respectivamente. Estos datos se recogen en la Tabla 4.1. Un aspecto a comentar en las medidas de retardo de grupo es la aparición de picos de error asociados con la indeterminación de la derivada de la fase en una transición brusca de  $-\pi$  a  $\pi$  (que ocurre porque la fase sólo se representa de forma unívoca entre  $-\pi$  y  $\pi$ ).

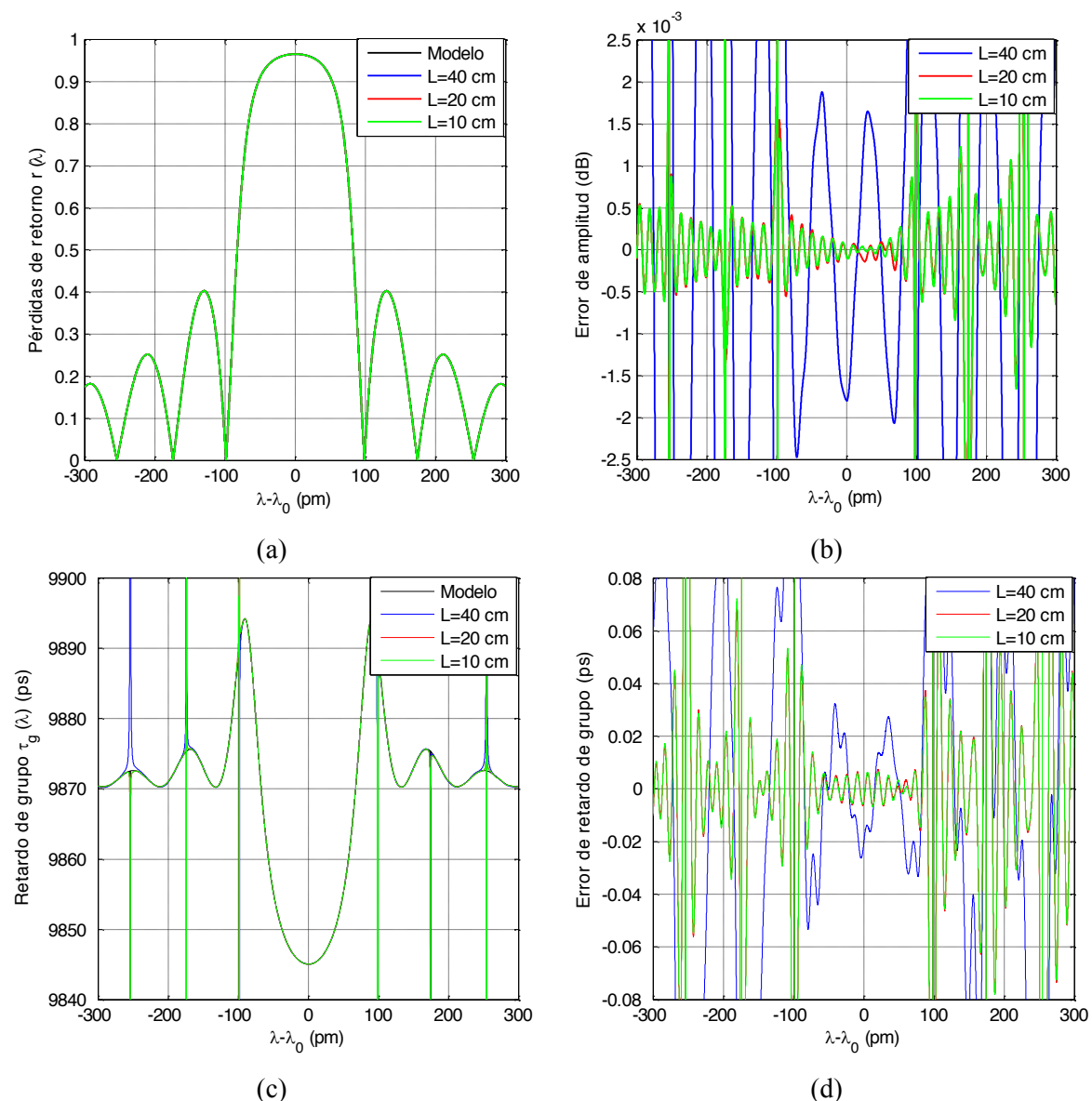


Fig. 4.29: Errores en la caracterización del FBG debidos a la calibración del plano W con VSM. El *error-box* se calibra con tres estándares ideales.  $\lambda_0=1550.107$  nm. Curva negra: modelo; curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm. (a) Pérdidas de retorno  $r(\lambda)$ ; (b) error de pérdidas de retorno; (c) retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$ ; (d) error de retardo de grupo.

$L$ (cm)	Longitud de $w(t)$ (ps)		Resolución espectral (pm)	Error de amplitud (dB)	Error de retardo de grupo (ps)
	Antes del máximo de $h_{FBG}(t)$	Después del máximo de $h_{FBG}(t)$			
10	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.025$
20	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.025$
40	100	550	24.6	$\pm 0.0025$	$\pm 0.055$

Tabla 4.1: Resumen del proceso de caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM y el *error-box* con tres estándares ideales.



Este mismo estudio se repite a continuación para el algoritmo completo de calibración simplificada, que utiliza:

- i) El método VSM para calibrar el plano W.
- ii) Dos estándares para obtener las constantes del plano  $\Gamma$ .

De esta manera, se pretende analizar el aumento de incertidumbre de medida que introduce una calibración aproximada del *error-box*.

La Fig. 4.30 muestra los ecos parásitos más cercanos a la respuesta impulsiva del FBG en este caso. En la gráfica de la Fig. 4.30–(c) hay que destacar una reflexión parásita situada a unos 420 ps después del máximo de la respuesta impulsiva del FBG. La aparición de este eco se debe a las variaciones de  $\gamma(\lambda)$  causadas por la respuesta en frecuencia del PLC de seis puertos, como se demuestra en la Fig. 4.23. Puesto que la duración de la respuesta al impulso se acerca a los 500 ps, hay que truncarla durante el enventanado para eliminar este error.

Las ventanas empleadas para cancelar los ecos parásitos van a ser sensiblemente más estrechas que cuando el plano  $\Gamma$  se calibra con tres estándares ideales. Tanto para  $L=10$  cm como  $L=20$  cm, se usa una ventana de 803 ps (20 pm de resolución espectral) que comienza 401 ps antes del máximo de la respuesta al impulso del DUT. En cambio, para  $L=40$  cm,  $\mathcal{W}(f)$  tiene una duración de 502 ps (32 pm de resolución espectral) y empieza 100 ps antes del máximo.

Los resultados de medida de pérdidas de retorno y retardo de grupo se exponen en la Fig. 4.31. En la banda de reflexión, se alcanza una exactitud de  $\pm 0.008$  dB en la medida de pérdidas de retorno y de  $\pm 0.2$  ps en el retardo de grupo cuando se usa la calibración simplificada completa. Estos datos se resumen en la Tabla 4.2. Hay que resaltar que prácticamente no existen diferencias en función de la longitud  $L$  de las fibras de interconexión de los PMs. Esto ocurre porque la calibración simplificada del *error-box* con dos estándares (basada en la aproximación  $\gamma(\lambda) \simeq 0$ ) es una fuente de error mucho más importante que la calibración VSM del plano W. Este hecho concuerda, además, con las explicaciones de la sección 4.4. Sin embargo, es preciso notar que la resolución espectral empeora al crecer  $L$  porque hay que aplicar una ventana más estrecha sobre la respuesta al impulso para eliminar los ecos parásitos.

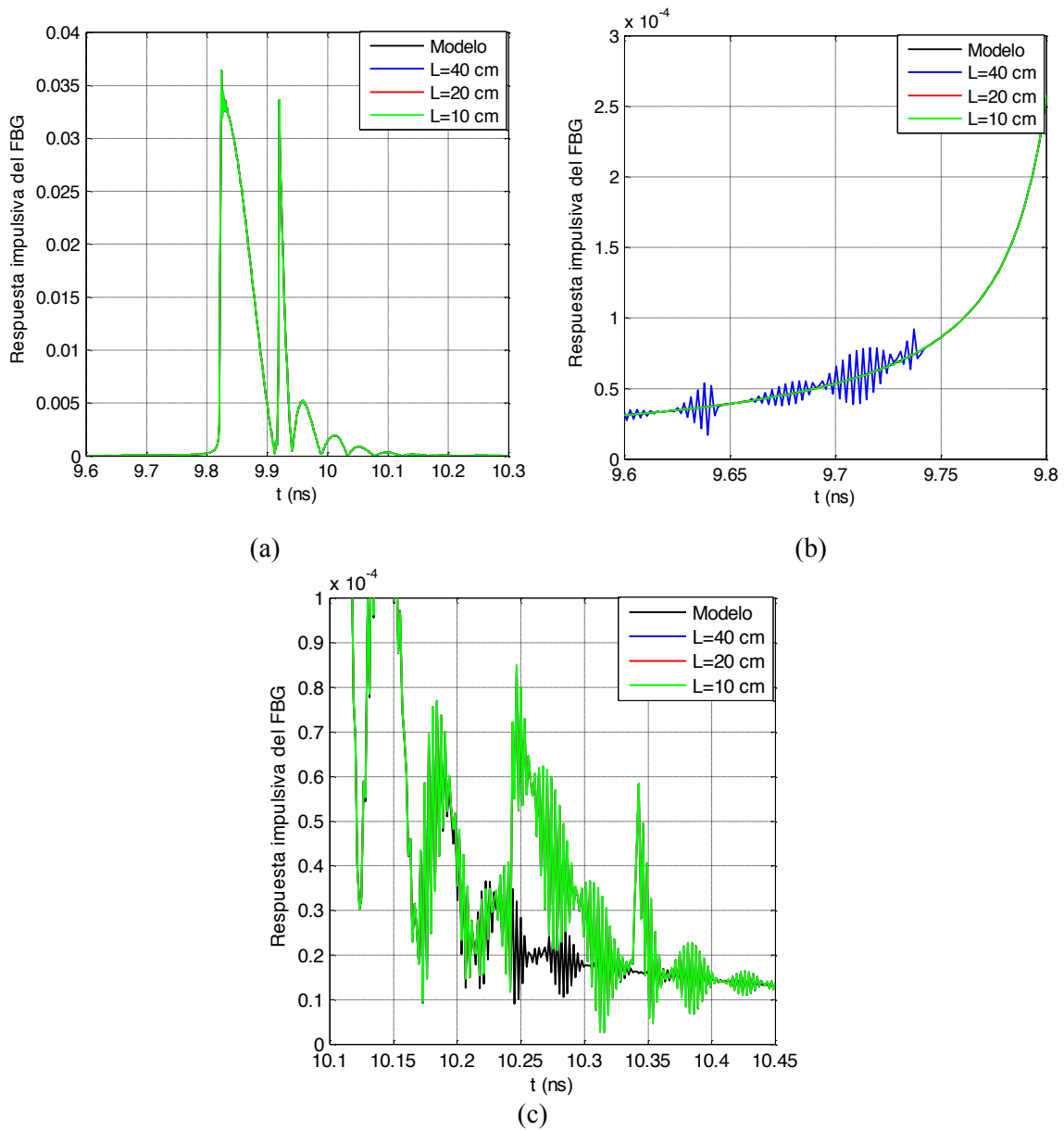


Fig. 4.30: Respuesta al impulso del FBG sin eventanar. El plano W se calibra con VSM y el *error-box* con dos estándares. Curva negra: modelo; curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm. (a)  $9.6 < t(\text{ns}) < 10.3$ ; (b)  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$ ; (c)  $10.1 < t(\text{ns}) < 10.45$ .

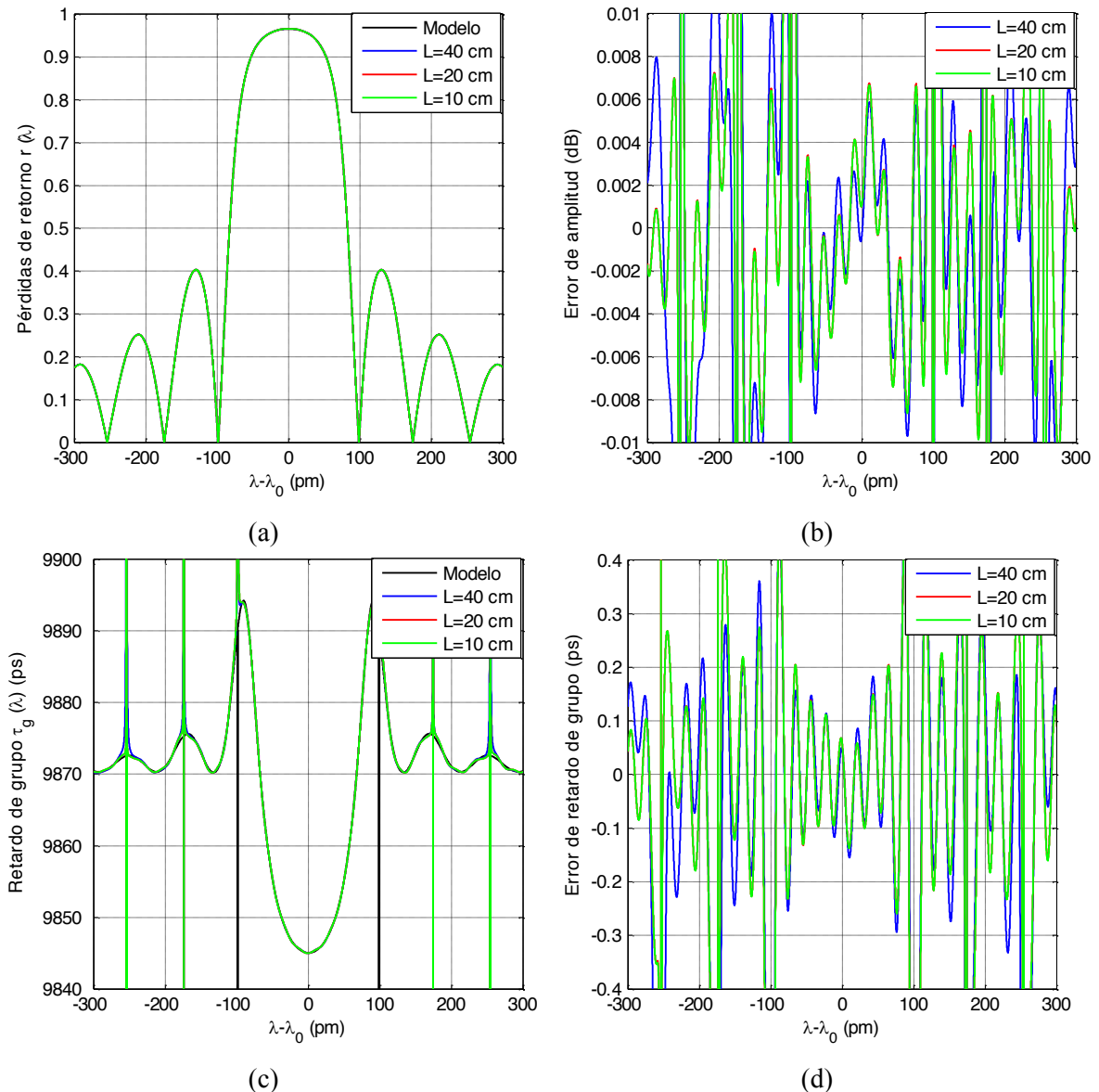


Fig. 4.31: Errores en la caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM y el *error-box* con dos estándares.  $\lambda_0=1550.107$  nm. Curva negra: modelo; curva azul:  $L=40$  cm; curva roja:  $L=20$  cm; curva verde:  $L=10$  cm. (a) Pérdidas de retorno  $r(\lambda)$ ; (b) error de pérdidas de retorno; (c) retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$ ; (d) error de retardo de grupo.

$L$ (cm)	Longitud de $\mathcal{M}(t)$ (ps)		Resolución espectral (pm)	Error de amplitud (dB)	Error de retardo de grupo (ps)
	Antes del máximo de $h_{FBG}(t)$	Después del máximo de $h_{FBG}(t)$			
10	401	402	20	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$
20	401	402	20	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$
40	100	402	32	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$

Tabla 4.2: Resumen del proceso de caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM y el *error-box* con dos estándares.

## 4.7 Conclusiones

---

Recientemente se ha presentado un novedoso método C-OFDR con diversidad de fase para la caracterización de dispositivos ópticos que se basa en el reflectómetro óptico de seis puertos. Este instrumento se compone de un circuito fotónico de seis puertos, que ha sido diseñado y simulado en [31], una fuente láser sintonizable y cuatro medidores de potencia óptica que se conectan al PLC de seis puertos mediante tramos de fibra estándar de longitud  $L$ . Hay que destacar que las ventajas de este método se deben a que la técnica de seis puertos permite absorber las imperfecciones hardware del instrumento mediante calibración. Sin embargo, dentro de esta línea de investigación, aún no se había estudiado cómo calibrar el sistema a frecuencias ópticas.

El método más potente que se conoce a frecuencia de microondas para la calibración de un reflectómetro de seis puertos separa el proceso en dos partes diferentes [18]. En la primera, denominada calibración del plano  $W$ , se conectan al instrumento cinco cargas diferentes, cuyos coeficientes de reflexión deben presentar la misma (aunque desconocida) amplitud y fases arbitrarias, pero bien distribuidas en el plano complejo. La segunda etapa, llamada calibración del plano  $\Gamma$ , necesita tres estándares de calibración con coeficientes de reflexión bien definidos, tanto en amplitud como en fase. Existen tres obstáculos para reutilizar este método a frecuencias ópticas:

- i) Se requiere un mínimo de cinco conexiones para la calibración completa del equipo. Sería deseable reducir este número debido a la baja repetibilidad de las conexiones.
- ii) En fibra óptica es imposible construir un kit de calibración que satisfaga las relaciones de amplitud y fase que deben cumplir las cargas utilizadas en la calibración del plano  $W$ .
- iii) Aunque son necesarios tres estándares de calibración, a frecuencias ópticas sólo se dispone con facilidad de dos (una carga adaptada y un espejo de referencia).

En este Capítulo se ha propuesto realizar la calibración del reflectómetro óptico de seis puertos mediante una estrategia de calibración simplificada que supera los problemas descritos en el párrafo anterior. Para conseguirlo, este nuevo método explota las propiedades del PLC de seis puertos para determinar el valor de las constantes de calibración del sistema mediante tan sólo dos o tres conexiones (en función del tipo de carga adaptada que se elija), como se describe a continuación:

- i) Primero, se ha observado que los parámetros característicos del reflectómetro son aproximadamente constantes en un intervalo de longitudes de onda inferior a 2  $\mu\text{m}$ .

Gracias a esto, se ha demostrado que es factible emular el funcionamiento de un espejo deslizante con pequeños desplazamientos de la longitud de onda de emisión del láser. De esta manera, es posible registrar las lecturas de potencia necesarias para la calibración del plano W por medio de la conexión de un único *offset mirror* compuesto por un tramo de fibra estándar de longitud  $L_f=1.63$  m con terminación reflectante.

- ii) En segundo lugar, se ha comprobado que se puede suponer, de forma aproximada, que el módulo de la constante de calibración  $\gamma(\lambda)$  del plano  $\Gamma$  es despreciable. Esto permite llevar a cabo la calibración del plano  $\Gamma$  con dos estándares de calibración (una carga adaptada y un espejo) en vez de tres. Como carga adaptada se puede usar el *offset mirror* enrollado alrededor de un cilindro de diámetro reducido para evitar una conexión adicional.

Mediante técnicas de simulación se han evaluado los errores de medida que introducirían las dos simplificaciones anteriores. Gracias a este análisis se ha deducido que la principal causa de incertidumbre es la aproximación  $\gamma(\lambda) \approx 0$ . Además, en el dominio del tiempo se ha probado que los errores de medida se manifiestan como ecos parásitos cuya posición es predecible y que se pueden eliminar por medio de un enventanado de la respuesta al impulso del DUT.

Con el objetivo de estudiar la viabilidad de la técnica de calibración presentada, se ha simulado el proceso de caracterización de un dispositivo óptico típico: un *Fiber Bragg Grating* uniforme de 1 cm de longitud con un *pigtail* de fibra estándar de un metro. Los resultados de esta simulación revelan que, si la calibración del instrumento se lleva a cabo mediante la estrategia simplificada propuesta, la exactitud de medida ronda  $\pm 0.008$  dB para las pérdidas de retorno y  $\pm 0.2$  ps para el retardo de grupo, con una resolución espectral mejor que 32 pm.



## 5 Mejoras del algoritmo de calibración del Reflectómetro Óptico de Seis Puertos

---

### 5.1 Introducción

---

En el Capítulo 4 se ha descrito una técnica de calibración simplificada para el OSPR presentado en [31]. Este método realiza la calibración del plano W mediante el algoritmo VSM, que se basa en que los parámetros  $K_i$  y  $q_i$  del reflectómetro varían débilmente con la frecuencia. Por otro lado, como la porción de onda reflejada que alcanza el puerto de referencia del instrumento es muy débil, se ha propuesto despreciar la constante  $\gamma$  para calibrar el plano  $\Gamma$  con sólo dos estándares en vez de tres. Un análisis de la incertidumbre originada por ambas aproximaciones demuestra que la calibración del *error-box* con dos estándares es la principal fuente de inexactitud. Por lo tanto, para reducir la incertidumbre de medida del sistema es necesario mejorar el proceso de calibración del *error-box*. A tal efecto, en este Capítulo se va a proponer un nuevo algoritmo de calibración del plano  $\Gamma$  que hace uso de las cargas sintetizadas de forma virtual con la técnica VSM para conseguir una mejor estimación de las constantes de calibración del instrumento.

### 5.2 Calibración del plano $\Gamma$ con la técnica VSM

---

Como se ha explicado en el Capítulo 4, la aproximación  $\gamma(\lambda) \simeq 0$  viene impuesta por las dificultades para encontrar a frecuencias ópticas el tercer estándar (además del espejo de referencia y la carga adaptada) necesario para la calibración completa del plano  $\Gamma$ . Un problema similar a éste ha sido abordado previamente a frecuencias de microondas y milimétricas, donde resulta costoso implementar un circuito abierto de calidad debido a los efectos de capacidad terminal. Por ejemplo, en [74] se presenta un algoritmo de calibración del *error-box* de cualquier reflectómetro de seis puertos que requiere conectar una carga adaptada ( $\Gamma_{ml}=0$ ), un cortocircuito ( $\Gamma_{cc}=-1$ ) y dos *offset shorts* ( $\Gamma_1$  y  $\Gamma_2$ ) que deben reunir las siguientes características: i)  $|\Gamma_1|=|\Gamma_2|=1$ ; ii)  $\Gamma_1 \neq \Gamma_2$  y iii)  $\Gamma_1, \Gamma_2 \neq \Gamma_{cc}$ . Un posible obstáculo para implementar este método a frecuencias ópticas se encuentra

en que, además de un espejo y una carga adaptada, hace falta conectar al instrumento dos *offset mirrors* contruidos a partir de dos fibras de distinta longitud con terminación reflectante. Sin embargo, el elevado valor de la constante de fase de las fibras ópticas complica asegurar en todo el rango de frecuencias las condiciones ii)  $\Gamma_1 \neq \Gamma_2$  y iii)  $\Gamma_1, \Gamma_2 \neq -1$  (esto es, no coincidir con el espejo). Además, el número de interconexiones necesarias para la calibración completa del OSPR crecería de tres a cinco, lo que no resulta conveniente dada la inherente sensibilidad de los montajes interferométricos a las perturbaciones mecánicas.

Una posible solución a estos problemas consiste en reutilizar para la calibración del plano  $\Gamma$  el conjunto de cinco *offset mirrors* virtuales  $\Gamma_k$  ( $k=-2\dots 2$ ) que se sintetizan por medio de la técnica VSM para la calibración del plano W. De esta manera se consigue lo siguiente: i) en primer lugar, no crece el número de interconexiones necesarias; ii) los *offset mirrors* virtuales están bien separados en el plano complejo y cumplen  $\Gamma_i \neq \Gamma_j$  y iii) al tratarse de cinco cargas frente a los dos *offset mirrors* necesarios en [74], al menos cuatro de ellas verifican  $\Gamma_i \neq -1$ .

El funcionamiento de la nueva estrategia VSM propuesta para calibrar el plano  $\Gamma$  se explica a continuación. Primero, conviene recordar que la aproximación  $\gamma \simeq 0$  no influye en el valor de la constante  $\beta$  obtenido con la ecuación (4.28) a partir de la medida  $w_m$  de la carga adaptada en el plano W. Por tanto, el procedimiento para calcular  $\beta(\lambda)$  no cambia con respecto a la calibración con dos estándares. En segundo lugar, para el espejo de referencia se puede escribir la ecuación (4.19) en función de su medida  $w_m$  en el plano W como sigue:

$$\Gamma_m(\lambda) = -1 = \frac{-w_m(\lambda) + \beta(\lambda)}{\gamma(\lambda) \cdot w_m(\lambda) - \alpha(\lambda)} \quad (5.1)$$

Finalmente, se pueden formular cinco condiciones adicionales que obligan a que las cargas VSM tengan coeficiente de reflexión de amplitud unidad, esto es,  $|\Gamma_k(\lambda)|=1$ :

$$|\Gamma_k(\lambda)| = 1 = \left| \frac{-w_k(\lambda) + \beta(\lambda)}{\gamma(\lambda) \cdot w_k(\lambda) - \alpha(\lambda)} \right| \quad (5.2)$$

donde  $w_k(\lambda)$  son las medidas en el plano W para las cinco cargas VSM. Hay que resaltar las diferencias de enfoque entre la ecuación (5.2), en la que se ha supuesto que  $|\Gamma_k(\lambda)|=1$ , y la calibración del plano W, que no impone ningún valor de  $|\Gamma_k(\lambda)|$ . Asumir  $|\Gamma_k(\lambda)|=1$  es aceptable siempre que las pérdidas de retorno del reflector que actúa como terminación del *offset mirror* empleado en el método VSM sean comparables a las del espejo de referencia. Las pérdidas introducidas por la fibra son suficientemente bajas para ser ignoradas.



Con las ecuaciones (5.1) y (5.2) es posible plantear un sistema de seis ecuaciones (una para el espejo de referencia y cinco para las cargas VSM) y cuatro incógnitas (que son las partes real e imaginaria de  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$ ). Puesto que el número de ecuaciones supera al de incógnitas (seis frente a cuatro), se puede resolver el sistema incluso si el coeficiente de reflexión de una de las cargas VSM llega a coincidir con el que presenta el espejo. De esta forma, el método sorteja las dificultades que aparecen al aplicar a frecuencias ópticas la técnica de calibración del *error-box* descrita en [74].

Por el carácter no lineal del sistema de ecuaciones, el algoritmo necesita estimaciones iniciales  $\alpha_d(\lambda)$  y  $\gamma_d(\lambda)$  para  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$ , que se obtienen del procedimiento de calibración con dos estándares, como muestra la Fig. 5.1. Gracias a que dichas estimaciones son razonablemente buenas (es decir, se encuentran muy cerca de satisfacer el sistema de ecuaciones), no aparecen problemas de convergencia.

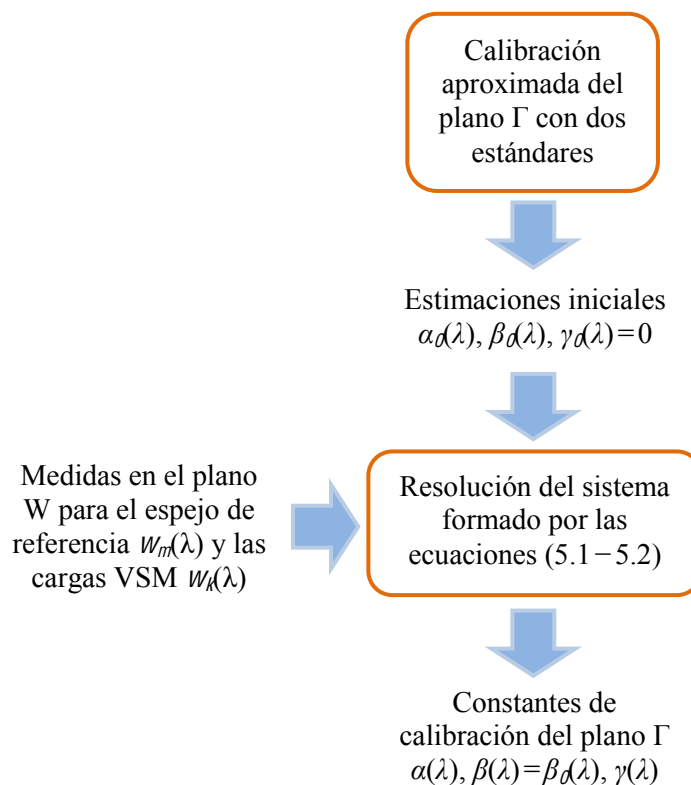


Fig. 5.1: Descripción del método VSM de calibración del plano  $\Gamma$ .

### 5.2.1 Exactitud de las constantes de calibración

Para mostrar la efectividad del nuevo algoritmo aquí propuesto, mediante simulación se calcula el valor de las constantes  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$  obtenido de dos maneras diferentes: i) calibración VSM del plano  $\Gamma$  frente a ii) calibración del *error-box* con dos estándares. En ambos casos, la longitud de las fibras de interconexión de los medidores de potencia óptica es  $L=10$  cm y el plano W se calibra mediante el método VSM explicado en el Capítulo 4. En la Fig. 5.2 se representan estos resultados en comparación con el valor teórico de  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$ , derivado a partir de los parámetros  $K(\lambda)$  y  $q(\lambda)$  del OSPR.

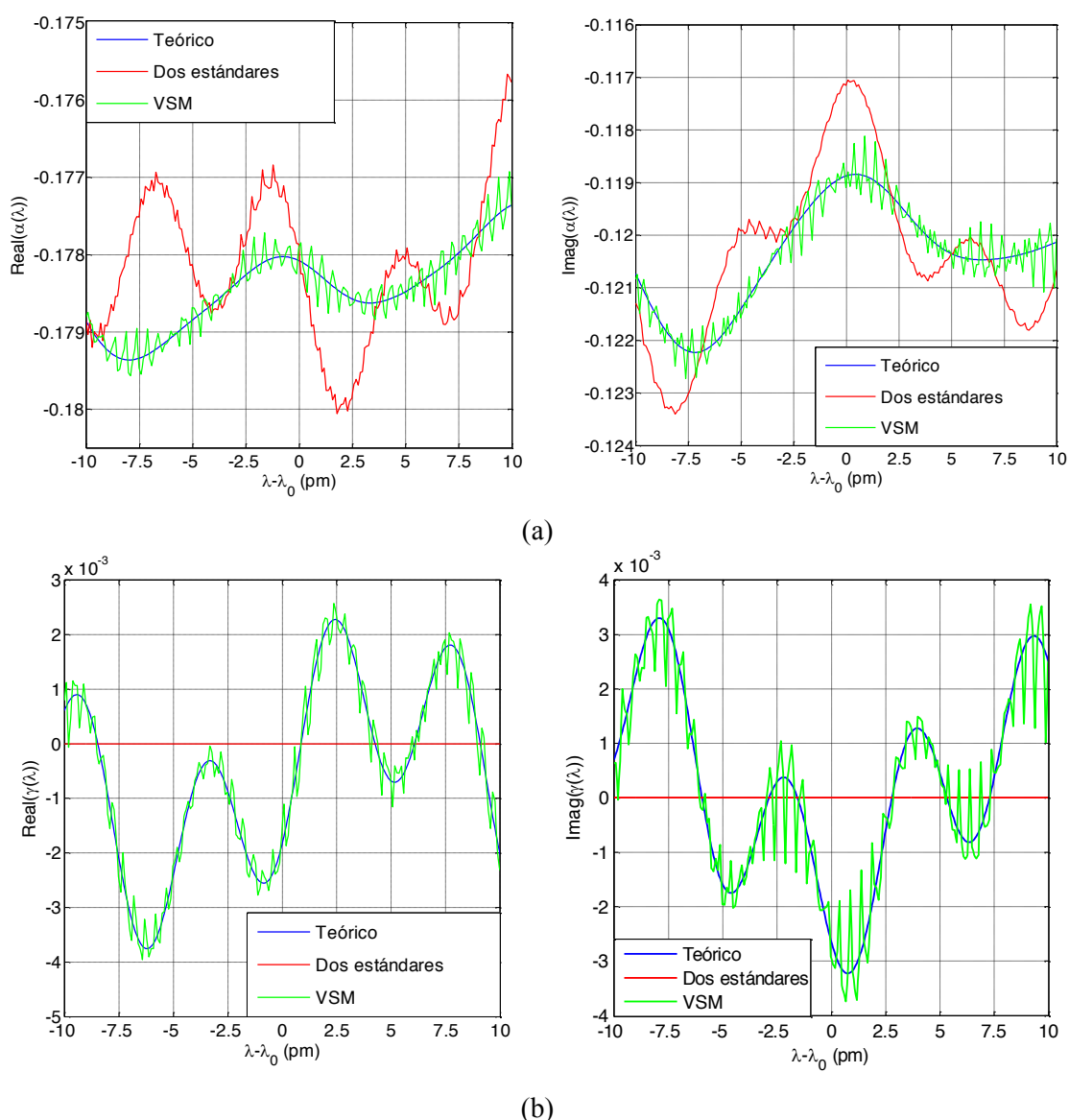


Fig. 5.2: Constantes de calibración del *error-box*.  $\lambda_0=1550$  nm. Curva azul: valor teórico; curva roja: *error-box* calibrado con dos estándares; curva verde: *error-box* calibrado con la nueva técnica VSM. (a)  $\alpha(\lambda)$ ; (b)  $\gamma(\lambda)$ .

Se observa que los errores cometidos por la técnica de dos estándares se acercan a  $2.4 \cdot 10^{-3}$  y  $4.2 \cdot 10^{-3}$  para  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$ , respectivamente, mientras que con la calibración VSM del *error-box* se reducen a la mitad:  $1.2 \cdot 10^{-3}$  y  $2 \cdot 10^{-3}$ . Esto demuestra que las constantes  $\alpha(\lambda)$  y  $\gamma(\lambda)$  calculadas con el nuevo método VSM son más exactas que cuando se usan dos estándares de calibración.

Una conclusión aún más importante que la anterior es que, como se ha eliminado la incertidumbre que proviene de la aproximación  $\gamma(\lambda) \simeq 0$ , los errores que aparecen en todas las constantes de calibración están causados exclusivamente por el algoritmo VSM. Como se puede comprobar en la Fig. 4.13 y la Fig. 5.2, el periodo de variación con  $\lambda$  de dichos errores es inversamente proporcional a  $L_f$  y, por tanto, mucho menor que el que presentan los parámetros ideales del OSPR, que está relacionado con  $1/L$  ( $L < L_f$ ). Esto significa que sería factible filtrar estas rápidas oscilaciones a fin de conseguir una muy buena estimación del verdadero valor de las constantes de calibración del sistema.

### 5.2.2 Máxima amplitud del vector de error de medida

---

A continuación, se va a repetir el experimento del Capítulo 4 para comparar, mediante simulación, la máxima amplitud  $\theta_{m\acute{a}x}(\lambda)$  del vector de error de medida que alcanzan ambas técnicas de calibración del plano  $\Gamma$ . Los resultados obtenidos se representan en la Fig. 5.3 para tres valores de la longitud de las fibras de interconexión de los PMs:  $L = 10$  cm,  $L = 20$  cm y  $L = 40$  cm. Aunque en todos los casos se observa una disminución de la incertidumbre de medida, el efecto es más acusado cuando se reduce  $L$ . Esto ocurre porque, en dicha situación, los errores causados por la técnica VSM de calibración del plano W son muy inferiores a los que origina la aproximación de puerto de referencia ideal. Así, cuando se prescinde de dicha aproximación, se produce una mejora mayor. Por ejemplo, para  $L = 10$  cm, se comprueba que  $\theta_{m\acute{a}x}(\lambda) < 9 \cdot 10^{-3}$  para el método de dos estándares, mientras que la nueva técnica VSM consigue  $\theta_{m\acute{a}x}(\lambda) < 3.5 \cdot 10^{-3}$ .

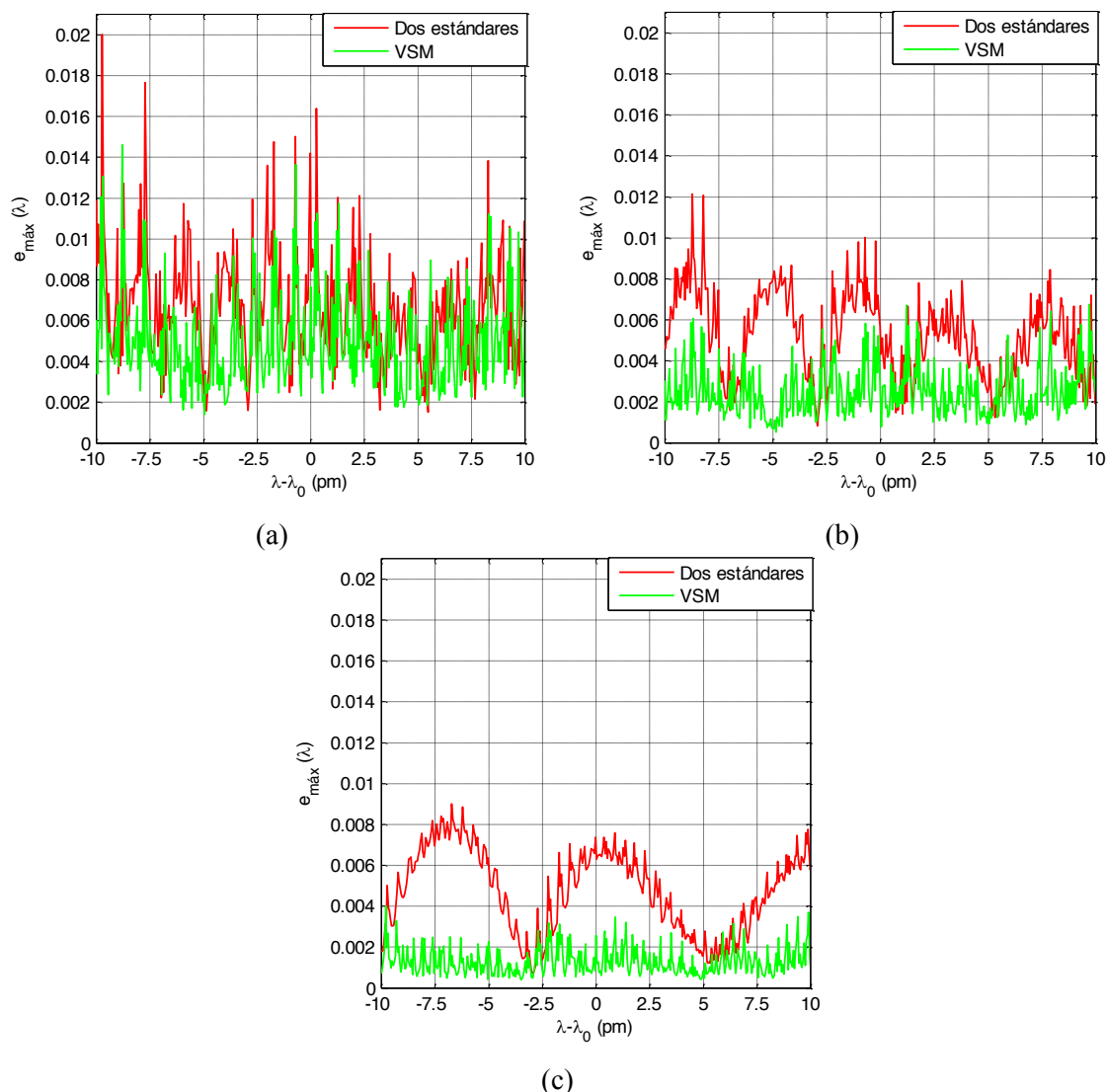


Fig. 5.3: Máxima incertidumbre de medida causada por la calibración del OSPR.  $\lambda_0=1550$  nm. Curva roja: calibración VSM del plano W; calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ . Curva verde: calibración VSM del plano W; calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a)  $L=40$  cm; (b)  $L=20$  cm; (c)  $L=10$  cm.

### 5.2.3 Distribución de los errores de medida en el plano complejo $\Gamma$

A partir de los cálculos realizados en la simulación anterior para el caso  $L=10$  cm y una longitud de onda  $\lambda=1550$  nm, se representa en la Fig. 5.4 el módulo del vector de error de medida  $\mathcal{A}(\lambda)$  correspondiente a cada una de las quinientas cargas de prueba  $\Gamma^j$  cuando tanto el plano W como el *error-box* se calibran con el método VSM. Como ya ocurría usando dos estándares de calibración (ver Fig. 4.19), se producen dos ceros en el error de medida, correspondientes a las cargas patrón  $\Gamma_m=0$  y  $\Gamma_m=-1$ . Al aplicar el nuevo algoritmo, se reduce el error de medida en toda la región  $|\Gamma|<1$ . La mejora es más apreciable en la circunferencia  $|\Gamma|=1$ , donde la amplitud del vector de error de medida ha pasado de 0.006 con dos estándares de calibración a 0.003 con el algoritmo VSM.

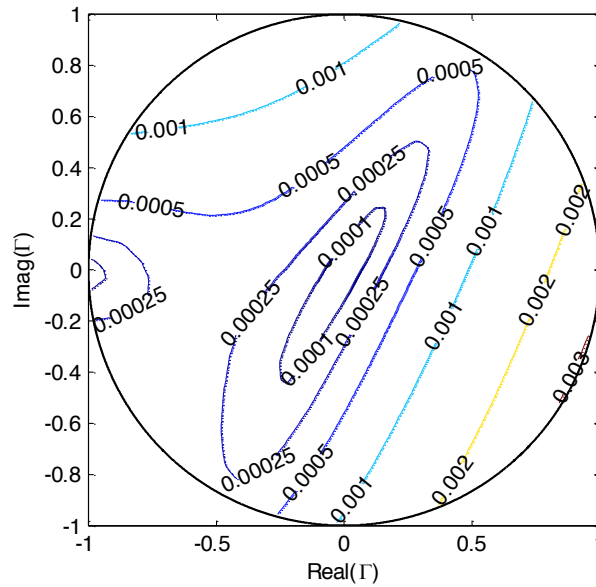
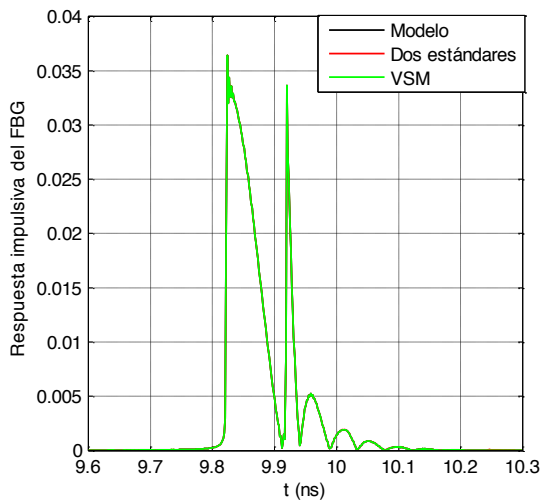


Fig. 5.4: Distribución de los errores de medida en el plano complejo  $\Gamma$ . Calibración VSM del plano W; calibración VSM del plano  $\Gamma$ .  $L=10$  cm,  $\lambda=1550$  nm.

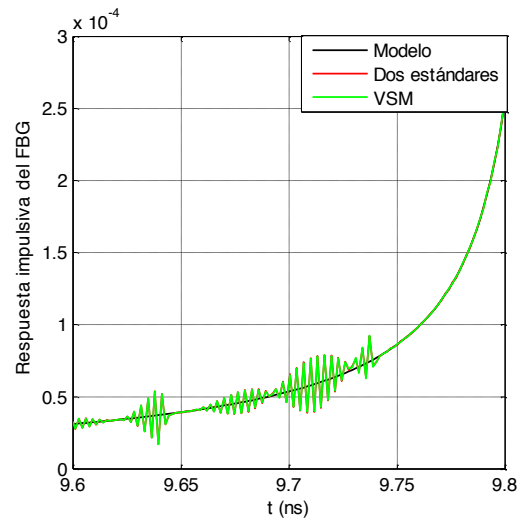
### 5.3 Resultados de caracterización de un FBG

Como comparación definitiva entre la calibración aproximada del plano  $\Gamma$  con dos estándares y el nuevo método VSM, en esta sección se va a simular el proceso de caracterización del mismo FBG uniforme con el que se ha trabajado en el Capítulo 4. Dado que la banda de interés de dicho dispositivo coincide con el intervalo de longitudes de onda donde la amplitud del coeficiente de reflexión del FBG es mayor, parece razonable esperar una sensible mejora en la exactitud de medida. Esto se debe a que, como se ha demostrado en la sección 5.2, la incertidumbre de medida que el método VSM consigue en la circunferencia  $|\Gamma|=1$  es mucho menor que cuando se calibra con sólo dos estándares.

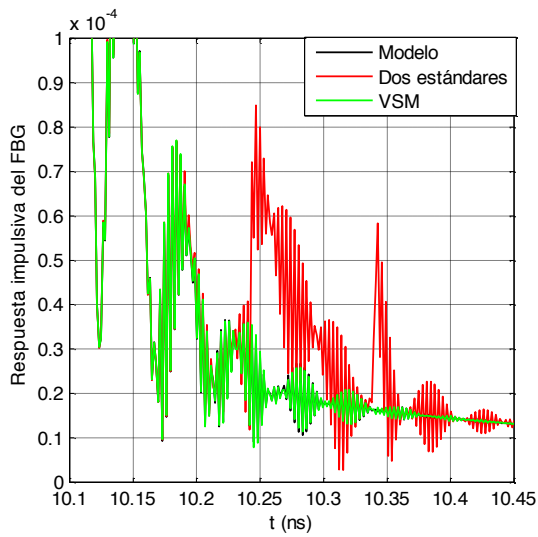
La respuesta impulsiva obtenida cuando el plano  $\Gamma$  se calibra con la técnica VSM se compara con la que se registra cuando se utilizan dos estándares de calibración en las Fig. 5.5, Fig. 5.6 y Fig. 5.7, donde se representan los resultados para  $L=40$  cm,  $L=20$  cm y  $L=10$  cm, respectivamente. En las gráficas correspondientes al intervalo  $10.1 < t$  (ns)  $< 10.45$  se observa que la calibración aproximada con dos cargas patrón introduce un eco parásito, cuya amplitud apenas depende de  $L$ , en torno a  $t=10.25$  ns. Como se ha explicado en el Capítulo 4, esta componente indeseada limita las prestaciones del instrumento. Conviene resaltar que, cuando se usa el método VSM, dicho eco desaparece. En esta situación: i) se puede ampliar la duración de la ventana de cancelación de ecos para mejorar la resolución espectral del sistema y ii) en las gráficas para  $9.6 < t$  (ns)  $< 9.8$  y  $11 < t$  (ns)  $< 16$  se comprueba que el nivel de los ecos restantes se atenúa notablemente al reducir la longitud  $L$  de las fibras de interconexión de los medidores de potencia óptica.



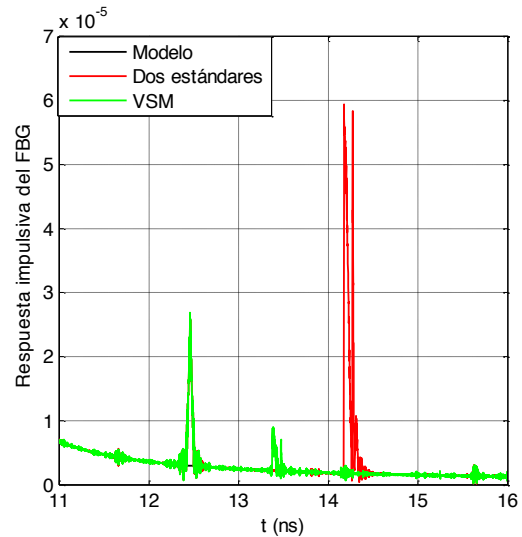
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 5.5: Respuesta al impulso del FBG sin inventanar. El plano W se calibra con VSM.  $L=40$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a)  $9.6 < t(\text{ns}) < 10.3$ ; (b)  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$ ; (c)  $10.1 < t(\text{ns}) < 10.45$ ; (d)  $11 < t(\text{ns}) < 16$ .

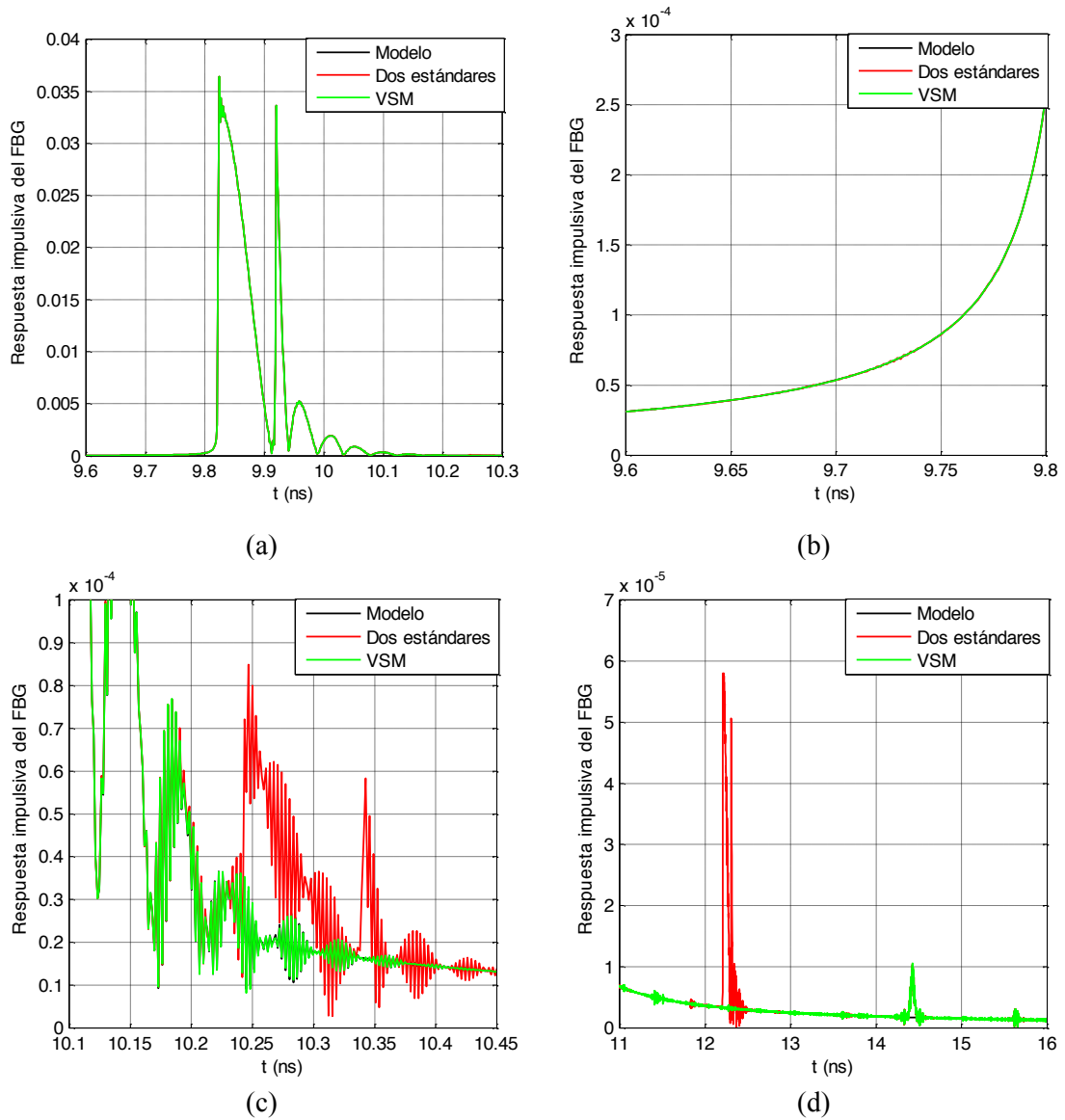


Fig. 5.6: Respuesta al impulso del FBG sin inventanar. El plano W se calibra con VSM.  $L=20$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a)  $9.6 < t(\text{ns}) < 10.3$ ; (b)  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$ ; (c)  $10.1 < t(\text{ns}) < 10.45$ ; (d)  $11 < t(\text{ns}) < 16$ .

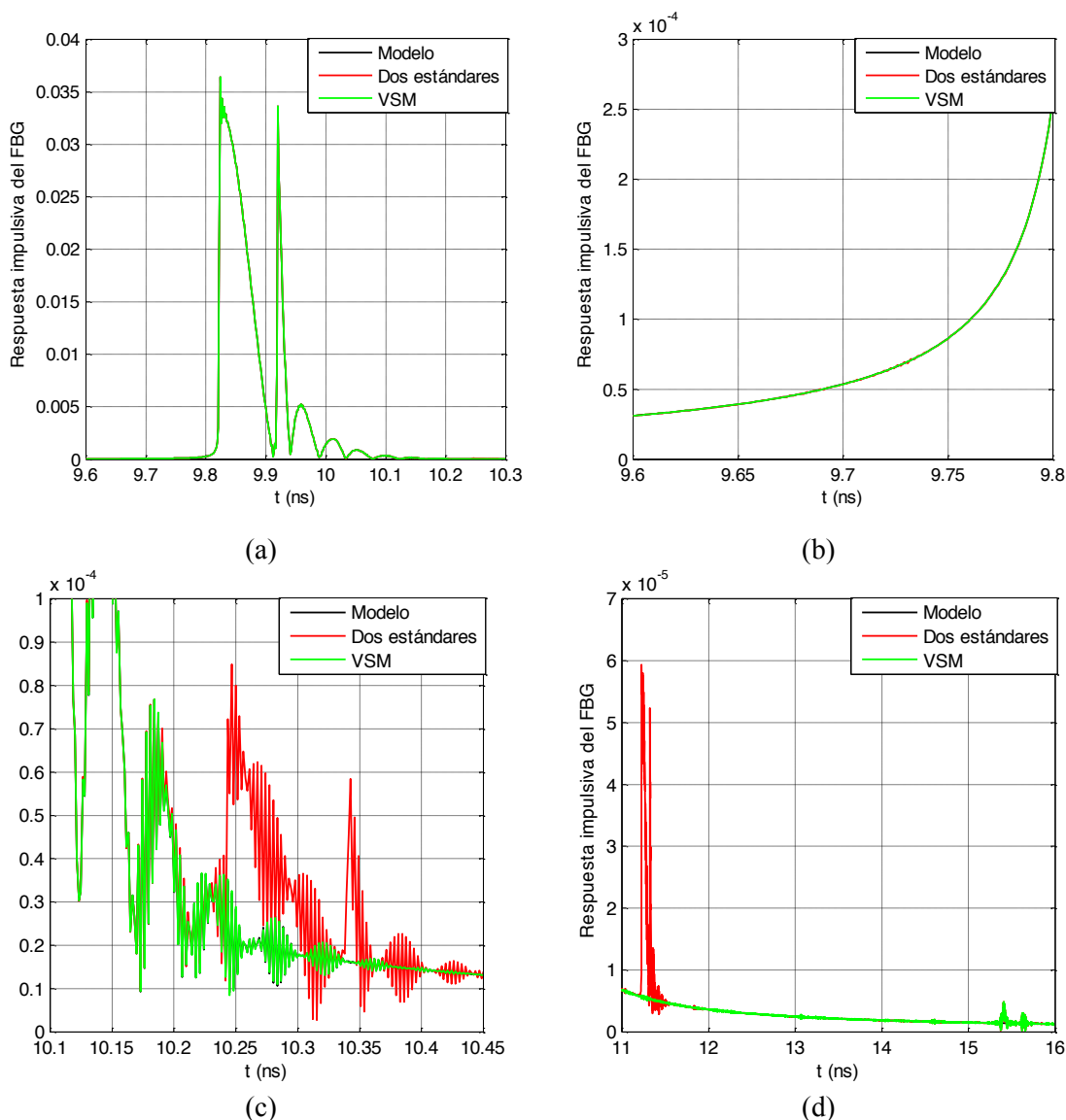


Fig. 5.7: Respuesta al impulso del FBG sin inventar. El plano W se calibra con VSM.  $L=10$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a)  $9.6 < t(\text{ns}) < 10.3$ ; (b)  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$ ; (c)  $10.1 < t(\text{ns}) < 10.45$ ; (d)  $11 < t(\text{ns}) < 16$ .

La elección de la posición y la longitud de la ventana temporal  $\mathcal{W}(t)$  empleada para reducir los errores de medida debe tener en cuenta la situación de los ecos parásitos y la duración de la respuesta impulsiva del DUT  $h_{FBG}(t)$ . Cuando el plano  $\Gamma$  se calibra con el método VSM, la medida de  $h_{FBG}(t)$  es muy similar a la que se obtiene con tres estándares de calibración ideales. Por tanto, se va a emplear la misma ventana que en ese caso: i) para  $L=10$  cm y  $L=20$  cm, una ventana de 1100 ps (resolución espectral de 14.6 pm), que se sitúa simétricamente en torno al máximo de la respuesta al impulso del DUT y ii) para  $L=40$  cm,  $\mathcal{W}(t)$  debe cancelar el artefacto de medida que se aprecia en el intervalo  $9.6 < t(\text{ns}) < 9.8$  y, por tanto, su duración debe limitarse a 650 ps (24.6 pm de resolución). En este caso, la ventana comienza 100 ps antes del máximo de  $h_{FBG}(t)$ . Las características de la ventana usada para eliminar los ecos parásitos cuando se utilizan dos estándares en la calibración del *error-box* han sido descritas en el Capítulo 4.



En la Fig. 5.8 se muestran los resultados de medida para  $L = 40$  cm. En la banda de reflexión, se alcanza una exactitud de  $\pm 0.002$  dB en la medida de amplitud y de  $\pm 50$  fs en el retardo de grupo cuando se usa el método VSM para calibrar el plano  $\Gamma$ , frente a  $\pm 0.008$  dB y  $\pm 0.2$  ps, respectivamente, que se consiguen con dos estándares de calibración.

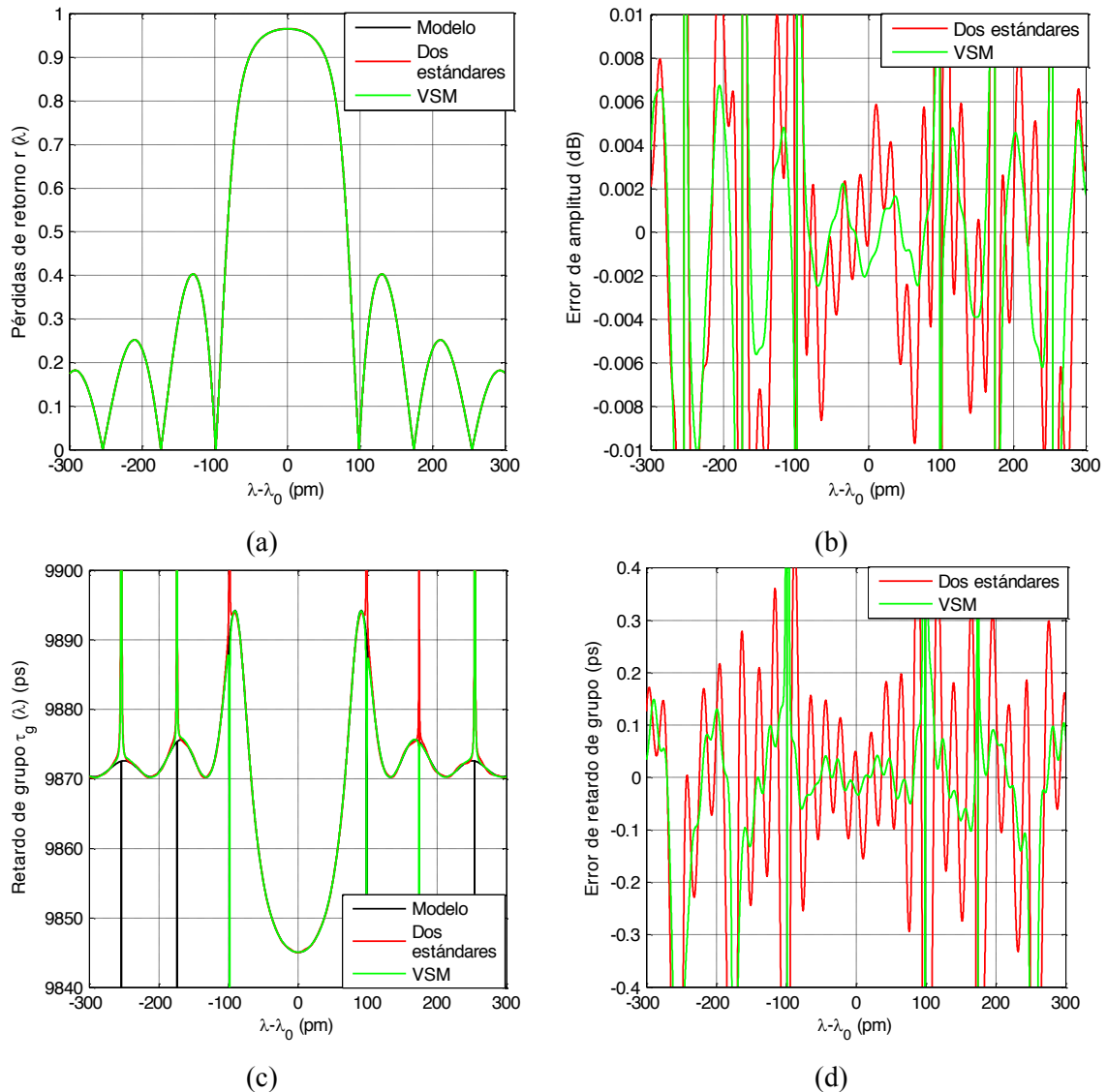


Fig. 5.8: Errores en la caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM.  $\lambda_0 = 1550.107$  nm.  $L = 40$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a) Pérdidas de retorno  $r(\lambda)$ ; (b) error de pérdidas de retorno; (c) retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$ ; (d) error de retardo de grupo.

En la Fig. 5.9, se produce una mejora más evidente para  $L = 20$  cm. En este caso, la incertidumbre de medida simulada disminuye hasta  $\pm 0.0005$  dB en la amplitud y  $\pm 40$  fs en el retardo de grupo gracias a la mayor exactitud del algoritmo VSM propuesto para la calibración del plano  $\Gamma$ .

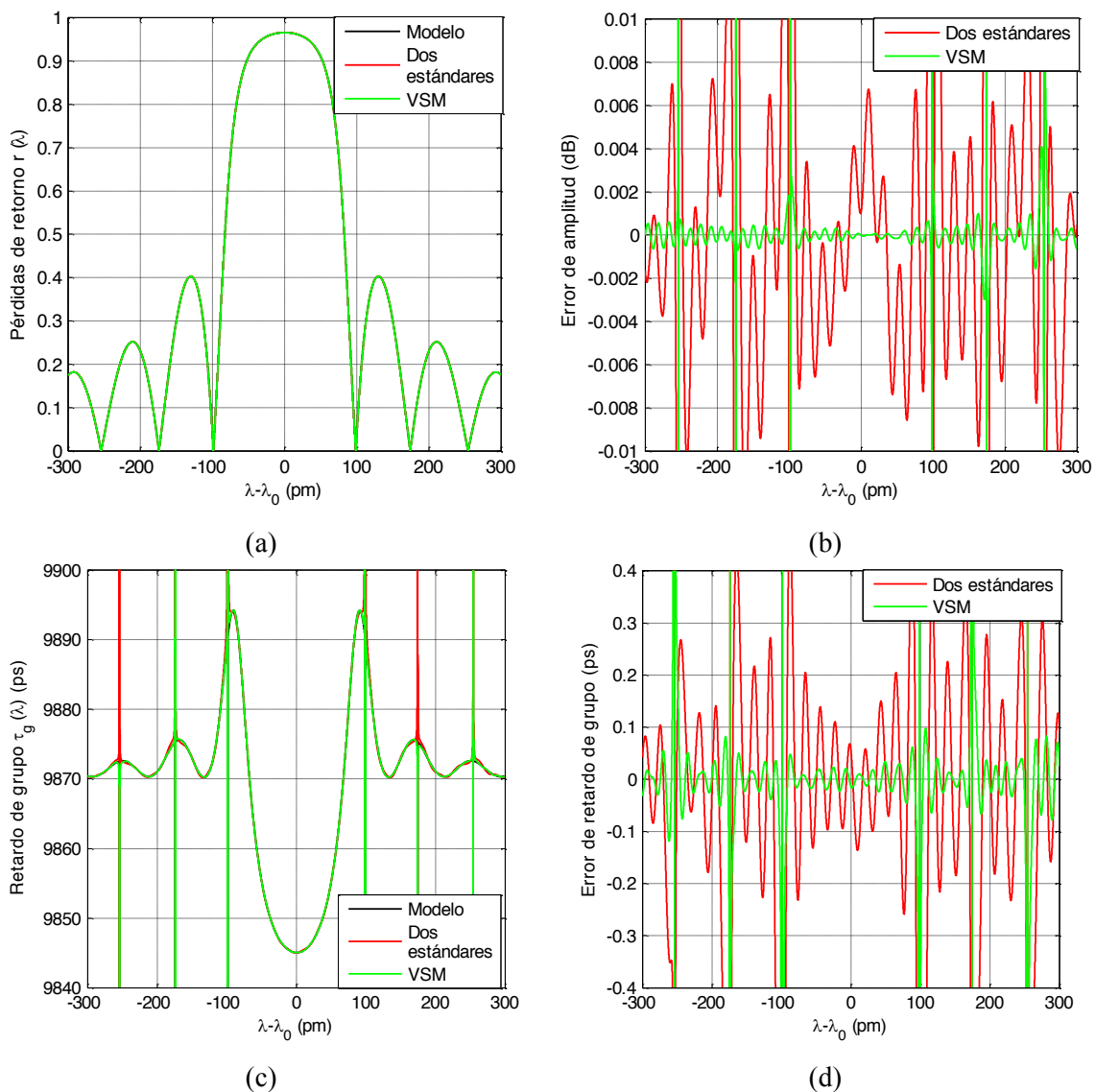


Fig. 5.9: Errores en la caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM.  $\lambda_0=1550.107$  nm.  $L=20$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a) Pérdidas de retorno  $r(\lambda)$ ; (b) error de pérdidas de retorno; (c) retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$ ; (d) error de retardo de grupo.

Finalmente, en la Fig. 5.10 se representan los resultados de simulación para  $L=10$  cm. En esta situación se aprecia la mayor diferencia entre la calibración con dos estándares y el método VSM: mientras que el primero alcanza una incertidumbre de  $\pm 0.008$  dB en la medida de amplitud y  $\pm 0.2$  ps para el retardo de grupo, el segundo consigue  $\pm 0.0005$  dB y  $\pm 25$  fs, respectivamente. Esto ocurre porque, como se ha explicado en el Capítulo 4, al reducir  $L$  los errores causados por la técnica VSM disminuyen notablemente, mientras que los causados por la aproximación  $\gamma(\lambda) \approx 0$  apenas cambian.

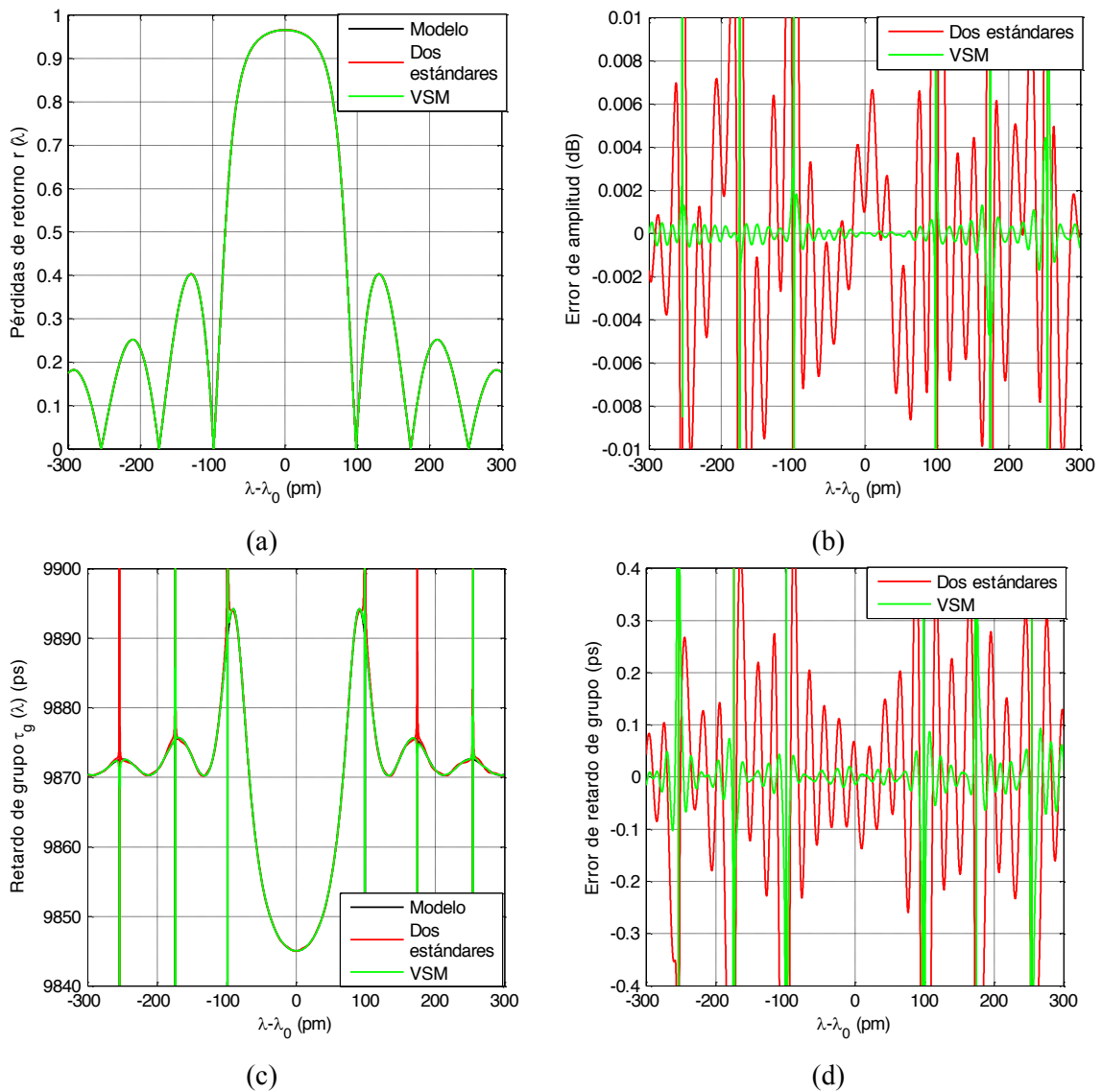


Fig. 5.10: Errores en la caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM.  $\lambda_0=1550.107$  nm.  $L=10$  cm. Curva negra: modelo; curva roja: calibración con dos estándares del plano  $\Gamma$ ; curva verde: calibración VSM del plano  $\Gamma$ . (a) Pérdidas de retorno  $r(\lambda)$ ; (b) error de pérdidas de retorno; (c) retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$ ; (d) error de retardo de grupo.

Tanto en la Fig. 5.9 como en la Fig. 5.10, hay que resaltar que los errores de medida de pérdidas de retorno que se cometen en los lóbulos secundarios de la respuesta en frecuencia del DUT son menores que en la Fig. 5.8. Esto sucede porque para  $L=10$  cm y  $L=20$  cm la resolución espectral es mejor que para  $L=40$  cm.

En la Tabla 5.1 se recogen las prestaciones que se consiguen con los tres métodos de calibración del plano  $\Gamma$  comparados en esta Tesis. Conviene destacar que la incertidumbre de medida que alcanza el método VSM es muy similar a la calculada para la calibración con tres estándares ideales.

Método de calibración del plano $\Gamma$	$L$ (cm)	Longitud de $\mathcal{W}(\lambda)$ (ps)		Resolución espectral (pm)	Error de amplitud (dB)	Error de retardo de grupo (ps)
		Antes del máximo de $h_{FBG}(\lambda)$	Después del máximo de $h_{FBG}(\lambda)$			
Tres estándares	10	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.025$
	20	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.025$
	40	100	550	24.6	$\pm 0.0025$	$\pm 0.055$
Dos estándares	10	401	402	20	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$
	20	401	402	20	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$
	40	100	402	32	$\pm 0.008$	$\pm 0.2$
VSM	10	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.025$
	20	550	550	14.6	$\pm 0.0005$	$\pm 0.040$
	40	100	550	24.6	$\pm 0.0025$	$\pm 0.060$

Tabla 5.1: Resumen del proceso de caracterización del FBG. El plano W se calibra con el método VSM. Se comparan tres técnicas de calibración del *error-box*: i) tres estándares; ii) dos estándares y iii) VSM.

## 6 Arquitecturas de recepción para sistemas de comunicaciones inalámbricas

---

---

### 6.1 Introducción

---

La demanda de comunicaciones inalámbricas ha experimentado un crecimiento espectacular desde principios de la década de 1980, debido, en gran parte, al enorme desarrollo de los sistemas de comunicaciones móviles celulares [75]. Hay que destacar que en todo el mundo han aparecido numerosos estándares de comunicaciones radio, que se ubican en distintas bandas del espectro radioeléctrico y emplean diferentes anchos de banda de canal, esquemas de modulación y protocolos de comunicación. A frecuencias inferiores a los 3 GHz cabe citar, por ejemplo, los sistemas celulares (como GSM, UMTS o, más recientemente, LTE) y Bluetooth. Otros sistemas, como WiFi o WiMAX, operan en bandas dispersas entre 2 y 6 GHz, mientras que UWB (*Ultra WideBand*) funciona desde 3.1 a 10.6 GHz. Como consecuencia del auge de los sistemas inalámbricos, ha ocurrido una revolución de la tecnología de transceptores de radiofrecuencia:

- i) Ciertas aplicaciones requieren que el terminal radio sea reconfigurable para trabajar con varios estándares de comunicaciones (multiestándar) y en diferentes bandas de frecuencias (multibanda) [76].
- ii) La coexistencia entre los distintos sistemas y el continuo aumento de las tasas de datos exigen utilizar frecuencias de portadora cada vez mayores [77].
- iii) La necesaria producción en masa de transceptores inalámbricos ha impulsado una reducción del coste, tamaño y consumo de la circuitería de radiofrecuencia [78].

Las diferentes soluciones que la industria ha planteado a estas cuestiones se basan en la tecnología de circuitos integrados y el concepto de *radio software* [75,76]. La arquitectura *radio software* persigue reemplazar la mayor parte posible de la circuitería analógica de radiofrecuencia por funciones de procesamiento digital de la señal DSP (*Digital Signal Processing*), que permiten una

escala de integración mucho mayor. La gran ventaja de este enfoque reside en el alto grado de versatilidad que ofrece el código software (que se puede actualizar y reprogramar con facilidad) en comparación con la electrónica analógica (que es poco flexible).

La Fig. 6.1 muestra el receptor inalámbrico ideal según la *radio software*. En dicho esquema, la antena del receptor capta las señales de radiofrecuencia. A continuación, el filtro de banda atenúa los *blockers*, que son interferentes muy potentes situados fuera de la banda de servicio. Un sistema multibanda constaría de un banco de filtros, o bien de alguna clase de filtro sintonizable. El LNA amplifica la señal de radiofrecuencia, que es digitalizada directamente por un conversor analógico-digital ADC (*Analog to Digital Converter*), sin ninguna etapa previa de traslación de frecuencia. Finalmente, las muestras capturadas son procesadas digitalmente.

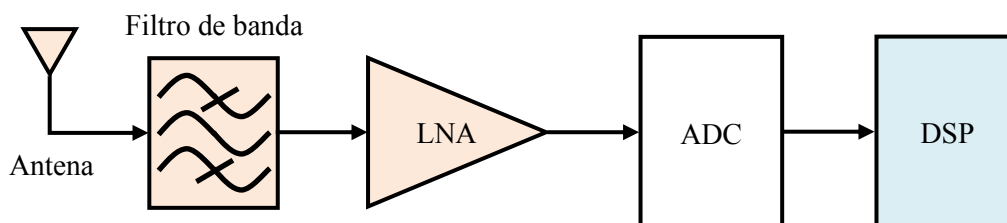


Fig. 6.1: Receptor de comunicaciones ideal según el enfoque de la *radio software*.

Esta clase de receptor se considera ideal porque se encuentra fuera del alcance de la tecnología presente, debido a lo siguiente: i) no es factible construir un sistema multibanda a partir de una sola cadena de radiofrecuencia, ya que es imposible implementar una antena y un LNA que funcionen desde centenas de MHz hasta varias decenas de GHz; ii) la selección de canal se lleva a cabo de forma totalmente digital, y esto impone especificaciones de margen dinámico muy estrictas para el ADC y iii) el *jitter* del reloj de muestreo del ADC hace muy difícil la digitalización directa de la señal de radiofrecuencia.

Las realizaciones actuales del receptor *radio software* multibanda obedecen a un esquema más realista, que se representa de manera simplificada en la Fig. 6.2. El sistema emplea  $M$  antenas diferentes que abarcan todo el rango de frecuencias de funcionamiento, en vez de una única antena de banda ultra ancha. El cabezal de radiofrecuencia lleva a cabo las funciones de amplificación, conversión de frecuencia y selección de canal antes de la conversión analógico-digital. Algunas de estas funciones pueden estar separadas por bandas para facilitar su diseño.

En este Capítulo se presentan de manera general las topologías más importantes que se usan en el cabezal de radiofrecuencia de un receptor *radio software* [77,79]: i) la arquitectura de receptor heterodino con  $IF$  digital; ii) el receptor directo o *zero-IF*; iii) el receptor de baja

frecuencia intermedia o *low-IF* y iv) las topologías multipuerto, entre las que sobresalen los receptores de cinco y seis puertos.

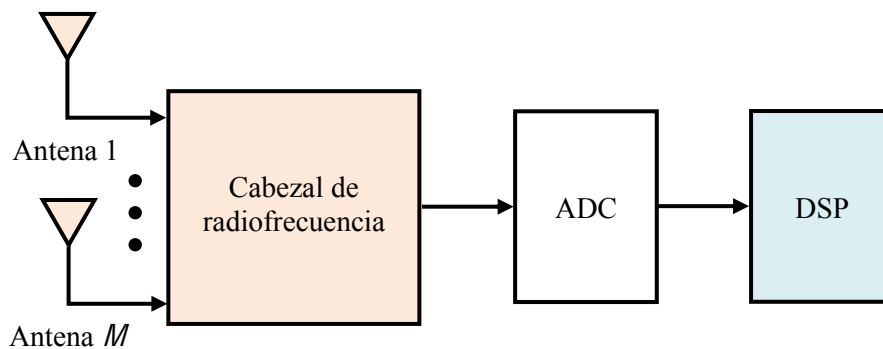


Fig. 6.2: Receptor *radio software* con cabezal de radiofrecuencia.

## 6.2 Receptor heterodino con *IF* digital

El receptor heterodino con *IF* digital que aparece en la Fig. 6.3 consta de una etapa de conversión de frecuencia, donde la señal de entrada, cuya frecuencia de portadora es  $f_{RF}$ , se mezcla con un oscilador de frecuencia  $f_{OL} = f_{RF} \pm f_{FI}$  para pasar a una FI (Frecuencia Intermedia) de valor  $f_{FI}$ , que es muy inferior a  $f_{RF}$ . La misión del primer filtro de preselección de la cadena consiste en atenuar el contenido energético fuera de la banda de servicio y, en particular, el término de frecuencia imagen  $f_{imag} = f_{RF} \pm 2 \cdot f_{FI}$ . A la salida del LNA se incluye un segundo filtro de este tipo para reforzar el rechazo a imagen.

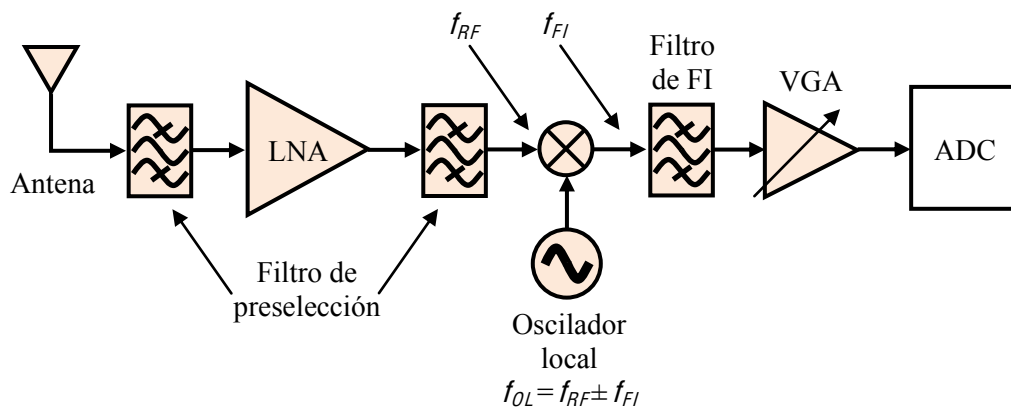


Fig. 6.3: Receptor heterodino con *IF* digital.

Tras el mezclador se emplea un filtro de frecuencia intermedia de corte muy abrupto, que selecciona el canal deseado y reduce el nivel de los canales adyacentes. La potencia de señal a la entrada del ADC se ajusta por medio de un amplificador de ganancia variable VGA (*Variable Gain Amplifier*), que minimiza los efectos del ruido de cuantificación sin saturar al conversor.

Las principales ventajas del receptor heterodino con  $IF$  digital son:

- i) Al contrario que en la versión tradicional de esta arquitectura, las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida se obtienen de forma digital. Así se evita la distorsión que introducen las imperfecciones de un demodulador en cuadratura analógico [79].
- ii) Se puede implementar el receptor mediante componentes de gran calidad, fabricados con tecnologías muy diversas [80]. Esto permite:
  - Lograr una gran selectividad por medio de un filtro de FI con un factor de calidad  $Q$  elevado, que normalmente se construye en tecnología de onda acústica superficial SAW (*Surface Acoustic Wave*) o cerámica.
  - Conseguir una buena sensibilidad, porque se usan componentes discretos que presentan un alto  $Q$ , lo que repercute de forma positiva en la figura de ruido del receptor y el ruido de fase del oscilador local.
- iii) Se alcanza una excelente inmunidad a espúreos gracias a la elección de un plan de frecuencias apropiado y el rechazo que proporciona el filtro de preselección discreto.

En cuanto a los inconvenientes de este tipo de receptor, hay que resaltar los siguientes:

- i) El compromiso entre selectividad y rechazo de la frecuencia imagen. Por un lado, es importante reducir  $f_{FI}$  para maximizar el  $Q$  del filtro de FI. Sin embargo, desde el punto de vista del filtro de preselección, conviene actuar en sentido opuesto (es decir, incrementar  $f_{FI}$ ) para que aumente la separación  $2 \cdot f_{FI}$  entre la frecuencia de portadora y su imagen.
- ii) Dificultad de integración monolítica (deseable para reducir tanto el coste como el tamaño del receptor), pues en dicha tecnología no se pueden construir componentes con un  $Q$  tan elevado como el que ofrecen los discretos, ni filtros de FI tan selectivos como los SAW o los cerámicos.
- iii) La versatilidad del cabezal de RF queda limitada porque, en general, el ancho de banda del filtro de FI no es configurable.
- iv) Gran consumo de potencia, que se debe, entre otras razones, al nivel de oscilador local necesario para polarizar el mezclador y las pérdidas de inserción del filtro de FI (que en tecnología SAW pueden superar los 20 dB [81]).
- v) La implementación digital de la frecuencia intermedia requiere un costoso ADC de altas prestaciones (como una excelente linealidad, un amplio rango dinámico y un gran ancho de banda analógico), que implican un aumento del consumo de potencia y el área ocupada por el circuito integrado.



### 6.3 Receptor homodino

Mientras que para explotar las posibilidades de la topología heterodina es útil usar componentes discretos, fabricados con tecnologías muy dispares, el receptor homodino representa todo lo contrario. En esta arquitectura, como se observa en la Fig. 6.4, las componentes en fase  $I(t)$  y cuadratura  $Q(t)$  de la señal de radiofrecuencia de entrada se obtienen de forma analógica mediante un demodulador en cuadratura, también conocido como demodulador I-Q. La selección de canal se realiza en banda-base con dos filtros paso-bajo, cuyas salidas son digitalizadas por dos ADCs.

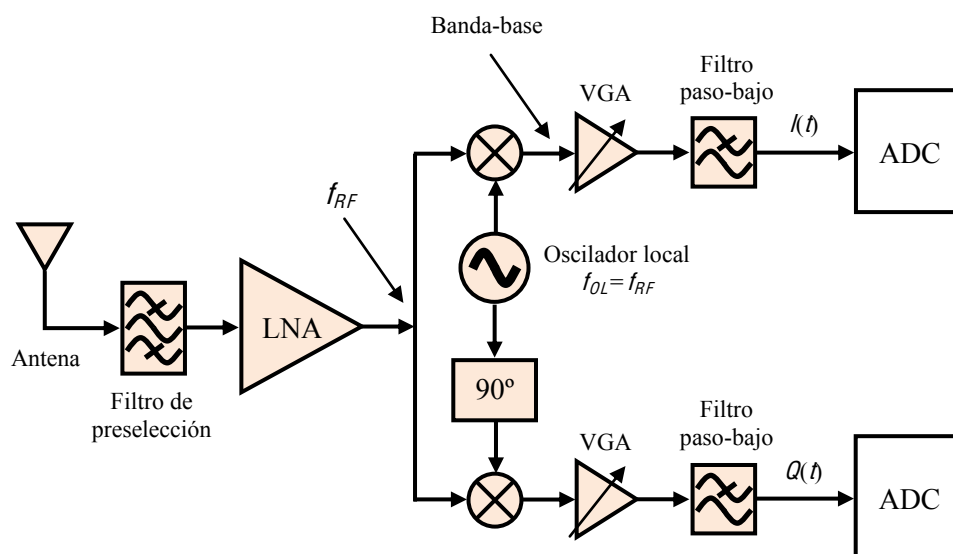


Fig. 6.4: Receptor homodino.

Las ventajas más importantes del receptor *zero-IF* son:

- i) Un gran potencial de integración monolítica, que surge de reemplazar los voluminosos componentes de alta calidad del receptor heterodino con otros más fáciles de integrar. Esto es posible gracias a lo siguiente [5,80]:
  - Puesto que no existe frecuencia imagen, se relajan las especificaciones del filtro de preselección.
  - El filtro de FI del receptor heterodino se sustituye por dos filtros de canal paso-bajo de gran rechazo, cuya construcción sí es factible en tecnología integrada.
  - Los VGAs funcionan en banda-base en vez de a frecuencia intermedia y, por tanto, también resultan más sencillos de integrar.

- Los requisitos de ancho de banda analógico y frecuencia de muestreo de los ADCs son menos exigentes que para el receptor heterodino con  $IF$  digital.
- ii) Otra consecuencia positiva de la simplificación del ADC y la implementación en banda-base de funciones como la selección de canal o el control de ganancia es una reducción del bajo consumo de potencia.

A pesar de su potencial de integración, conviene notar que la arquitectura homodina presenta ciertos inconvenientes que han dificultado su implantación a frecuencia de microondas [5,80]:

- i) En primer lugar, un receptor *zero-IF* multibanda que funcione, por ejemplo, desde algunos cientos de MHz hasta varios GHz, necesita un sintetizador de frecuencias que sea capaz de trabajar en más de una década de frecuencias. Para un oscilador controlado por tensión VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) de bajo  $Q$  en tecnología integrada, supone un gran desafío cumplir con esta función y, simultáneamente, conseguir un bajo ruido de fase.
- ii) La frecuencia de oscilador local  $f_{OL}$  pertenece a la banda del servicio ( $f_{OL} = f_{RF}$ ) y, dado que se trata de una señal potente, sus fugas pueden interferir en otros dispositivos.
- iii) En comparación con un receptor heterodino, el rango dinámico del sistema se ve degradado por:
  - Los *offsets* de DC, introducidos, entre otros, por el automezclado del oscilador local y las etapas de amplificación de baja frecuencia.
  - Los productos de intermodulación de orden par.
  - El ruido *flicker* de las uniones de semiconductor.
- iv) Es difícil implementar un demodulador en cuadratura analógico con errores de amplitud y fase aceptables cuando crecen la frecuencia y el ancho de banda de funcionamiento. La distorsión que producen estas imperfecciones es especialmente importante al trabajar con esquemas de modulación complejos. Para paliar este problema, se han propuesto:
  - Soluciones analógicas que emplean tanto desfasadores como amplificadores controlados por tensión [82]. El inconveniente de estos circuitos reside en su complejidad añadida y una cuestionable estabilidad a largo plazo [15].
  - Técnicas software cuya utilidad está limitada, en unos casos, por su considerable impacto en los algoritmos de estimación de canal y sincronización, y, en otros, por la dificultad para manejar errores dependientes de la frecuencia [83].

## 6.4 Receptor *low-IF*

La arquitectura *low-IF* pretende combinar las ventajas del receptor heterodino con los beneficios de la conversión directa [84]. En la Fig. 6.5 aparece un diagrama de bloques simplificado de esta topología, que comparte el demodulador I-Q analógico de los receptores homodinos. La diferencia entre ambas posibilidades se halla en que el receptor *low-IF* traslada la señal de entrada a una pequeña frecuencia intermedia  $f_{FI}$  (que normalmente es la mitad o una vez el ancho de banda de canal), en vez de a banda-base. Con esto se persigue superar los problemas de rango dinámico que sufre la topología *zero-IF* por trabajar en torno a DC y que requieren complicados circuitos de cancelación de *offset* [5]. Además, gracias a que el valor de  $f_{FI}$  es muy inferior al que se usa en un receptor heterodino con *IF* digital, el proceso de digitalización resulta menos costoso. La desventaja de esta elección de  $f_{FI}$  es que la frecuencia imagen de la conversión  $f_{imag} = f_{RF} \pm 2 \cdot f_{FI}$  se encuentra dentro de la banda del servicio y, por tanto, no puede ser atenuada por el filtro de preselección del sistema. Sin embargo, al liberar de dicha tarea al filtro de preselección, se relaja el factor de calidad requerido y su implementación en tecnología integrada se hace posible. Pese a ello, el rechazo a la frecuencia imagen es imprescindible para el correcto funcionamiento del receptor, y se debe alcanzar por otros medios.

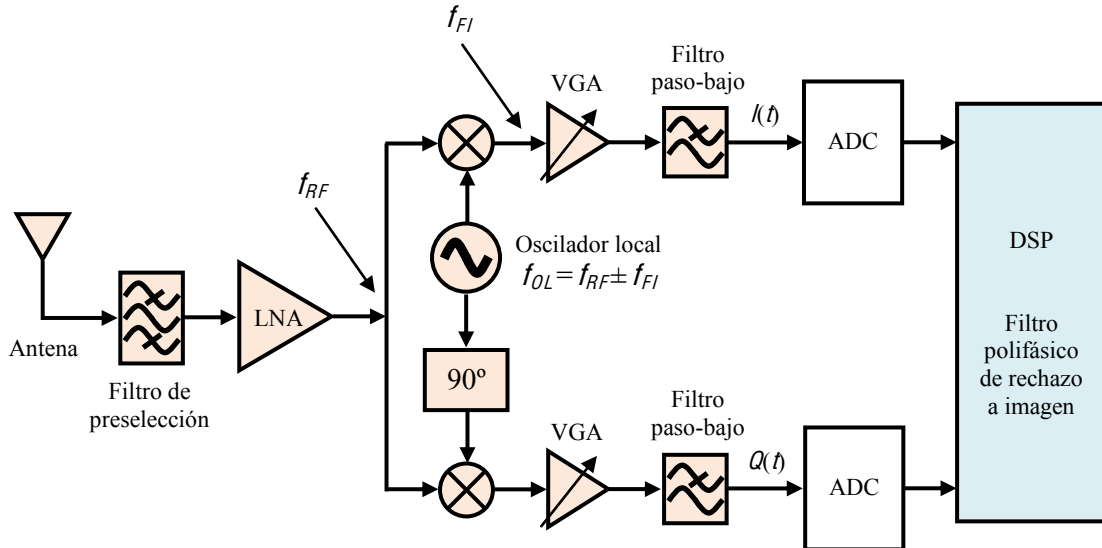


Fig. 6.5: Receptor *low-IF*.

El mecanismo de cancelación de imagen en la topología *low-IF* se basa en utilizar señales complejas que proceden de un demodulador en cuadratura, según se explica a continuación. La señal de entrada al demodulador  $s(t)$  consiste en una superposición de la señal deseada  $s_{RF}(t)$  con su imagen correspondiente  $s_{imag}(t)$ , como aparece en la ecuación (6.1).

$$s_i(t) = s_{RF}(t) + s_{imag}(t) \quad (6.1)$$

$$s_{RF}(t) = A_{RF}(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t} \quad (6.2)$$

$$s_{imag}(t) = A_{imag}(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{imag} \cdot t} \quad (6.3)$$

donde  $A_{RF}(t)$  y  $A_{imag}(t)$  son las envolventes complejas de  $s_{RF}(t)$  y  $s_{imag}(t)$ , respectivamente. En el demodulador I-Q tiene lugar una traslación de frecuencia con ganancia de conversión  $G$ :

$$\begin{aligned} I(t) + j \cdot Q(t) &= G \cdot s_i(t) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{OL} \cdot t} = \\ &= G \cdot A_{RF}(t) \cdot e^{\pm j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{FI} \cdot t} + G \cdot A_{imag}(t) \cdot e^{\mp j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{FI} \cdot t} \end{aligned} \quad (6.4)$$

En la ecuación (6.4), la elección adecuada de signos es (+,-) en el caso de inyección superior ( $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$ ), y (-,+) cuando se trata de inyección inferior ( $f_{OL} = f_{RF} - f_{FI}$ ). En consecuencia, las contribuciones correspondientes a la señal deseada y a la frecuencia imagen se sitúan en regiones opuestas del espectro. Por ejemplo, cuando se utiliza inyección inferior, el término de señal deseada aparece en la parte positiva del espectro ( $f_{IF}$ ), mientras que la componente imagen se localiza en la parte negativa ( $-f_{IF}$ ). En esta situación, la componente imagen se puede separar de la señal deseada mediante un filtrado que atenúe el rango de frecuencias negativas sin afectar a las positivas, como se representa en la Fig. 6.6. Cuando se trabaja con conversión superior, este filtro debe tener el comportamiento contrario.

Hay que tener en cuenta que, para conseguir esta clase de respuesta en frecuencia asimétrica, es necesario utilizar un filtro polifásico, que presenta una respuesta al impulso de valor complejo. La construcción analógica de este filtro es muy sensible a las imperfecciones de la circuitería electrónica. Además, sus características se degradan al aumentar la anchura de la banda de rechazo. Aunque las realizaciones multietapa mejoran este aspecto, también requieren un área más extensa en el circuito integrado. Por el contrario, en la implementación digital se pueden diseñar filtros de orden elevado, sin errores de ganancia ni de fase, lo que permite una mayor atenuación [79,84].

En cuanto a los inconvenientes de la arquitectura *low-IF*, cabe nombrar, primero, que el nivel de imagen a la entrada de los ADCs puede ser varios órdenes de magnitud superior a la potencia de señal deseada, debido a la interferencia de los canales adyacentes. Por tanto, se necesita un conversor con gran resolución para manejar el rango dinámico de funcionamiento. Este

problema se puede mitigar por medio de un filtro polifásico analógico de pocas etapas que reduzca la amplitud de la componente imagen antes de la digitalización.

El obstáculo más importante para la implantación del receptor *low-IF* se encuentra, como también ocurre para la topología homodina, en las imperfecciones del demodulador en cuadratura analógico, que en este caso restringen el rechazo de la frecuencia imagen a tan sólo unos 30-40 dB [85]. Como ya se ha explicado para el receptor *zero-IF*, los algoritmos software que existen para corregir los errores de cuadratura presentan una eficacia limitada. Frente a esta propuesta, en la actualidad se está imponiendo una solución hardware basada en el receptor con doble cuadratura DQR (*Double Quadrature Receiver*) [86]. Este enfoque emplea híbridos en cuadratura y dos demoduladores I-Q, que generan componentes de señal deseada en fase y de imagen en contrafase. Por tanto, al sumar las salidas de ambos demoduladores de forma analógica se cancela la frecuencia imagen. Las contrapartidas más importantes de esta técnica son i) el incremento de complejidad de la circuitería de radiofrecuencia; ii) un mayor consumo de potencia, causado por la electrónica adicional; iii) dificultad de implementación en banda ancha del esquema de cancelación y iv) prestaciones limitadas por las tolerancias de fabricación.

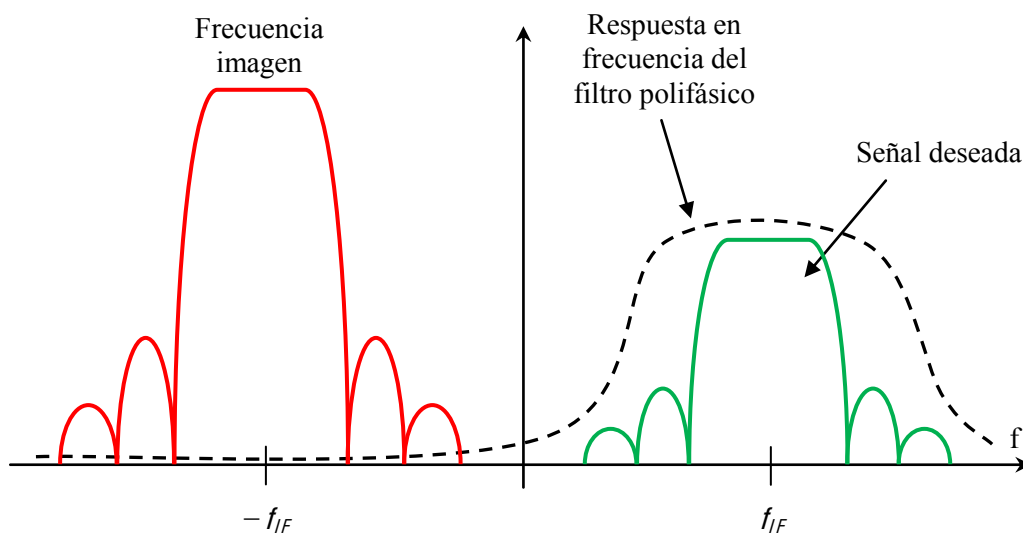


Fig. 6.6: Atenuación de la frecuencia imagen mediante un filtro polifásico (inyección inferior).

## 6.5 Topologías multipuerto

---

Como se ha comprobado para las arquitecturas homodina y *low-IF*, el principal escollo en la implementación a frecuencia de microondas de un cabezal de recepción de bajo coste es la fabricación de un demodulador I-Q de altas prestaciones. A fin de superar este problema, a principios de la década de 1990 se propuso reemplazar el clásico demodulador en cuadratura con un demodulador de seis puertos [24]. Este dispositivo supone el punto de partida de las topologías multipuerto. En esta sección se va a distinguir entre dos tipos de receptores multipuerto, en función de si el cálculo de las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida se realiza de forma digital o analógica.

### 6.5.1 Receptor multipuerto digital

---

#### 6.5.1.1 Fundamentos

---

La Fig. 6.7 muestra la estructura básica de un receptor de seis puertos en el que las componentes *I* y *Q* de la señal recibida se obtienen digitalmente. La circuitería de radiofrecuencia del demodulador de seis puertos se compone, esencialmente, de un circuito pasivo de seis puertos y cuatro detectores de potencia.

Las ondas de potencia de señal modulada  $a_{RF}(\hat{t})$  y oscilador local  $a_{OL}(\hat{t})$ , que idealmente están enganchadas en frecuencia ( $f_{RF} = f_{OL}$ ) y fase, se pueden escribir como:

$$a_{RF}(t) = A_{RF}(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t} \quad (6.5)$$

$$a_{OL}(t) = A_{OL}(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{OL} \cdot t} \quad (6.6)$$

siendo  $A_{RF}(\hat{t})$  y  $A_{OL}(\hat{t})$  las envolventes complejas de ambas señales. Aunque en una situación perfecta  $A_{OL}(\hat{t})$  sería constante, en adelante se mantiene la dependencia temporal para contabilizar efectos como la inestabilidad de amplitud y el ruido de fase.

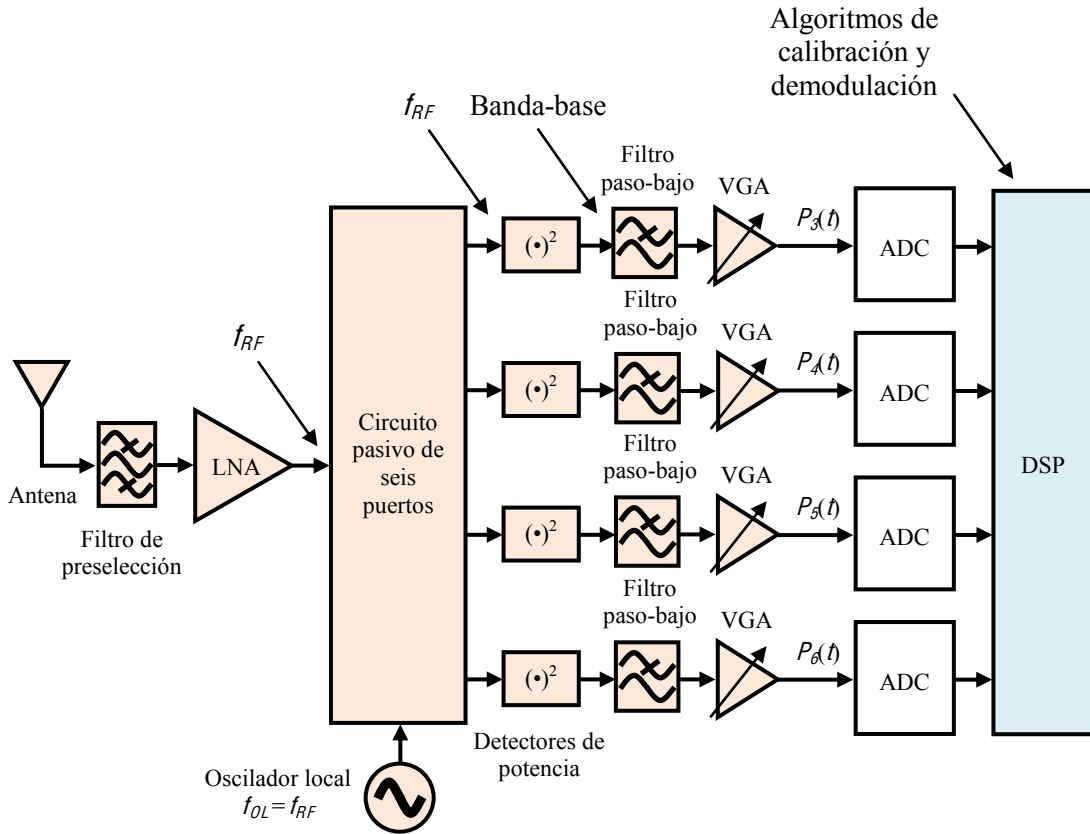


Fig. 6.7: Receptor directo de seis puertos digital.

Tanto  $a_{RF}(t)$  como  $a_{OL}(t)$  atraviesan el circuito pasivo de seis puertos hasta llegar a los cuatro detectores de potencia, cuyas salidas banda-base se amplifican y filtran paso-bajo antes de la digitalización. La conversión de frecuencia se produce gracias a la respuesta de ley cuadrática de estos componentes, que es una no linealidad de orden par. Esto se explica al estudiar las lecturas de potencia  $P_i(t)$  ( $i=3 \dots 6$ ), que, en consonancia con los resultados del Capítulo 2, son del tipo:

$$P_i(t) = |G_i(f_{RF}) \cdot a_{OL}(t) + H_i(f_{RF}) \cdot a_{RF}(t)|^2 \quad i = 3 \dots 6 \quad (6.7)$$

o, de forma equivalente:

$$P_i(t) = K_i(f_{RF}) \cdot |A_{OL}(t)|^2 \cdot |A_{RF}(t) - q_i(f_{RF})|^2 \quad i = 3 \dots 6 \quad (6.8)$$

donde se ha asumido que los parámetros  $K_i(f_{RF})$  y  $q_i(f_{RF})$  (que dependen únicamente del hardware del receptor a la frecuencia de funcionamiento  $f_{RF}$ ) son constantes en el ancho de banda de la señal modulada. Conviene resaltar que las lecturas de potencia de la ecuación (6.8) son una función de las envolventes complejas de baja frecuencia  $A_{RF}(t)$  y  $A_{OL}(t)$  en la que ha desaparecido todo factor del tipo  $\exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t)$ .

La técnica de seis puertos permite hallar las componentes en fase  $I(t)$  y cuadratura  $Q(t)$  de  $A_{RF}(t)$  a partir de  $P_A(t)$  mediante un algoritmo software. Ya se ha adelantado en el Capítulo 2 que las ecuaciones necesarias para este propósito pueden manejar lecturas de potencia absoluta o relativa.

Utilizar lecturas de potencia relativa  $p_A(t) = P_A(t)/P_O(t)$  es, en realidad, una herencia del reflectómetro de seis puertos. Como se ilustra en la Fig. 6.8–(a), su ventaja consiste en que las variaciones de potencia de OL producen únicamente errores de escala, que se pueden corregir con el mismo algoritmo CAG usado para compensar las fluctuaciones de la potencia de RF en cualquier receptor convencional. El inconveniente de este enfoque se encuentra en la complejidad de la ecuación para calcular  $I(t)$  y  $Q(t)$ :

$$A_{RF}(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = \frac{h_4(f_{RF}) + h_3(f_{RF}) \cdot p_3(t) + h_5(f_{RF}) \cdot p_5(t) + h_6(f_{RF}) \cdot p_6(t)}{1 + g_3(f_{RF}) \cdot p_3(t) + g_5(f_{RF}) \cdot p_5(t) + g_6(f_{RF}) \cdot p_6(t)} \quad (6.9)$$

Es importante destacar que, para obtener una sola muestra de  $I(t)$  y  $Q(t)$  mediante la ecuación (6.9), se requieren seis productos, seis sumas y un cociente entre números complejos. Además, hay que considerar las operaciones necesarias para determinar el valor de las constantes de calibración  $h_A(f_{RF})$  y  $g_A(f_{RF})$  mediante un método basado en reducción de seis a cuatro puertos como *dual-tone* [34], que hacen prohibitiva una calibración en línea del receptor.

Los problemas asociados a la ecuación (6.9) provienen de su generalidad (es válida para cualquier SPDR). La manera habitual de simplificar el algoritmo de demodulación consiste en diseñar el receptor de forma que  $P_A(t)$  sea idealmente proporcional a la potencia de oscilador  $|A_{OL}(t)|^2$ . Esto reduce la ecuación (6.9) a una combinación lineal de  $p_A(t)$  [35]. En una implementación real, el algoritmo simplificado es incapaz de absorber todas las imperfecciones del hardware, lo que influye negativamente en las prestaciones del sistema, como se va a estudiar en el Capítulo 7.



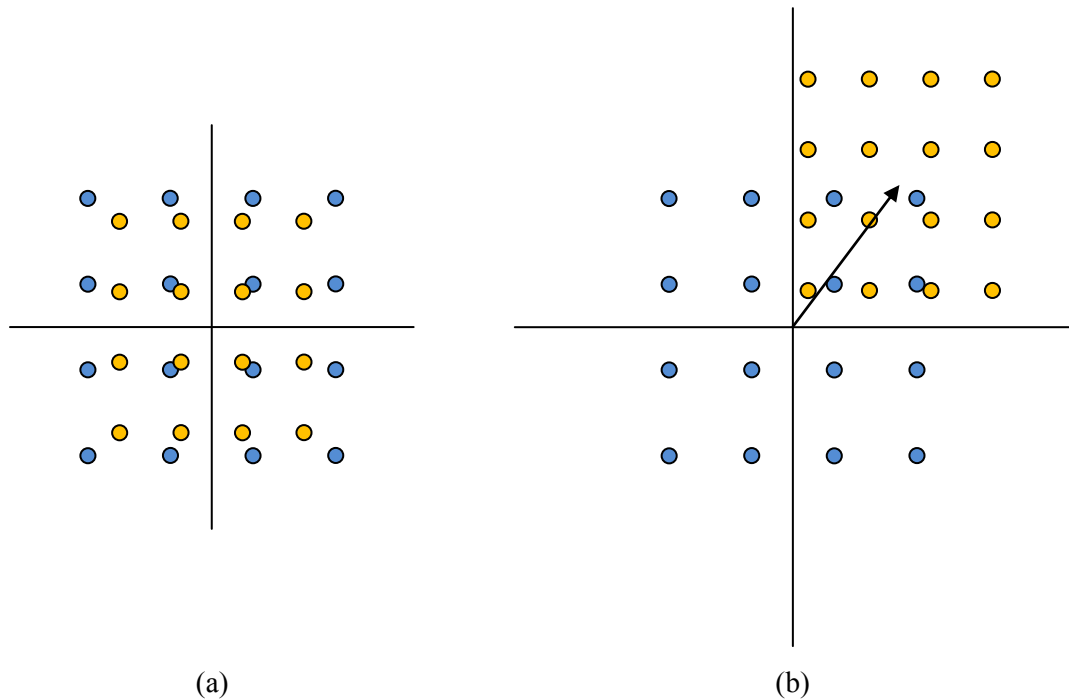


Fig. 6.8: Efectos de la inestabilidad de potencia del oscilador local sobre un receptor multipuerto. El color azul representa la posición ideal de los símbolos de la constelación. (a) Método de lecturas de potencia relativa (error de escalado); (b) método de lecturas de potencia absoluta (error de escalado e *IQ offset*).

En la actualidad, la mayoría de los receptores multipuerto funciona con lecturas de potencia absoluta. Como se muestra en la Fig. 6.8–(b), la diferencia con respecto a la perspectiva anterior es que las derivas de la potencia de OL generan un efecto adicional, el *IQ offset*, además del error de escala anterior. Aunque en principio esto parece un obstáculo, lo cierto es que todos los receptores *zero-IF* incorporan algoritmos para compensar dicho fenómeno, y, por tanto, no existe un incremento de la complejidad computacional frente a los demoduladores clásicos. La ventaja más importante de este punto de vista consiste en que las componentes en cuadratura se hallan por medio de una sencilla combinación lineal de  $P_{\lambda}(t)$ :

$$A_{RF}(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = \sum_{i=3}^6 A_i(f_{RF}) \cdot P_i(t) + C(f_{RF}) \quad (6.10)$$

Un algoritmo muy simple puede obtener las constantes de calibración del receptor  $A_k(f_{RF})$  y  $C(f_{RF})$  a partir de los valores de  $P_{\lambda}(t)$  correspondientes a cuatro pares ( $I$ ,  $Q$ ) conocidos.

Además, gracias a que la relación entre  $A_{RF}(t)$  y  $P_{\lambda}(t)$  es lineal, resulta factible integrar la cancelación de los *offsets* de DC que aparecen en las lecturas de potencia con el algoritmo de compensación de *IQ offset*. En cambio, esto no es posible cuando se trata de lecturas de potencia relativa.

Estas ventajas del método de lecturas de potencia absoluta han potenciado el auge actual del demodulador de cinco puertos, que posibilita cierta simplificación del hardware del receptor gracias a que sólo es necesario procesar las salidas de tres detectores [40]. Esto constituye una notable diferencia con respecto a las aplicaciones de medida de impedancia, donde el reflectómetro de seis puertos es el candidato ideal porque permite relajar los requisitos de estabilidad del nivel de OL del instrumento.

### 6.5.1.2 Ventajas

---

El demodulador multipuerto digital ofrece ciertos beneficios en comparación con el demodulador I-Q [15]. El primero es que se puede reducir la amplitud de oscilador local, gracias a que no hay mezcladores que polarizar. Esto redundaría en una disminución de: i) el consumo de potencia; ii) la magnitud del fenómeno de automezclado de OL y iii) las fugas de oscilador hacia la antena. En segundo lugar, esta arquitectura es más robusta que otros receptores homodinos ante los *offsets* de DC, el ruido *flicker* y el ruido de cuantificación del ADC. Por último, las imperfecciones del hardware del receptor se pueden absorber mediante un procedimiento de calibración que trabaja con el valor de las señales entrantes. Esto ofrece tres resultados positivos: i) unas tolerancias de fabricación menos estrictas, con la consiguiente bajada de los costes de producción; ii) mayor facilidad de implementación en alta frecuencia y iii) en contraste con el demodulador I-Q, el receptor multipuerto digital ofrece un enorme potencial como dispositivo multibanda [77].

### 6.5.1.3 Inconvenientes

---

El primer inconveniente de la arquitectura multipuerto digital consiste en que se requieren un VGA banda-base y un ADC por cada detector de potencia, mientras que en la Fig. 6.4 se muestra que un demodulador I-Q convencional sólo necesita dos unidades de cada elemento. El segundo y más importante problema de esta tecnología se halla en el esquema de detección utilizado que, frente a un mezclador habitual, ofrece un rango dinámico de funcionamiento limitado y posee un carácter no selectivo que lo hace vulnerable ante interferentes. Para ilustrar este fenómeno se van a comparar las prestaciones como conversor de frecuencia de un detector de potencia y un mezclador. Las conclusiones de este análisis son válidas para cualquier receptor multipuerto.

En esta sección se define el rango dinámico de trabajo  $DR$  (dB) como la diferencia entre el punto de compresión a 1 dB del sistema  $P_{1dB}$  (dBm) y el nivel de sensibilidad  $S$  (dBm), entendido como la potencia de entrada que produce una salida indistinguible del ruido:

$$DR(dB) = P_{1dB}(dBm) - S(dBm) \quad (6.11)$$

Como se explica en la Fig. 6.9, el modelo del receptor multipuerto consiste en lo siguiente. El  $i$ -ésimo detector de potencia  $D_i$  se compone de un diodo *zero-bias* y una red de adaptación ideal sin pérdidas, de modo que se le entrega toda la potencia disponible. La resistencia de carga que se presenta al diodo en continua se considera infinita. Las ondas de OL  $a_{OL}(t)$  y RF  $a_{RF}(t)$  se ven afectadas por la respuesta del circuito pasivo N-puertos  $G_i$  y  $H_i$ , respectivamente, en su camino hasta el detector. Por tanto, el valor de la onda  $a_i(t)$  que incide sobre  $D_i$  es:

$$a_i(t) = G_i \cdot a_{LO}(t) + H_i \cdot a_{RF}(t) + n_{RF}(t) \quad (6.12)$$

donde  $n_{RF}(t)$  es el ruido térmico.

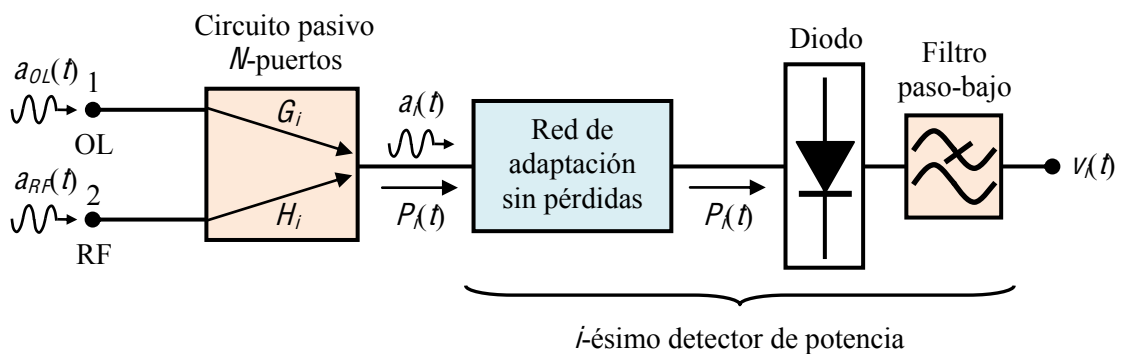


Fig. 6.9: Modelo del receptor multipuerto para el estudio de rango dinámico de funcionamiento.

La potencia  $P_i(t)$  que se transfiere al detector se obtiene mediante la ecuación (6.13):

$$P_i(t) = \frac{1}{2} \cdot |a_i(t)|^2 \quad (6.13)$$

A fin de estimar el nivel de sensibilidad del detector es necesario calcular su tensión de salida  $v_i(t)$  bajo la aproximación de ley cuadrática. Para ello se va a utilizar el esquema simplificado de la Fig. 6.10, donde se modela el diodo como la conexión en paralelo de tres elementos: i) un generador de corriente detectada  $I_i(t)$ ; ii) una fuente  $I_{shot,i}(t)$  que representa las fluctuaciones aleatorias de corriente causadas por el ruido *shot* [87] y iii) la resistencia de salida del diodo  $R_i$ . Es preciso observar que el efecto de la capacidad parásita  $C_i$  asociada a la unión p-n

del diodo, que no aparece en la Fig. 6.10, se compensaría en el diseño del filtro paso-bajo del detector. La corriente detectada  $I_d(t)$  se halla por medio de la respuesta  $\beta_I$  del diodo

$$I_i(t) = \beta_I \cdot P_i(t) \tag{6.14}$$

$$\beta_I = \frac{e}{2 \cdot n \cdot K_B \cdot T} \tag{6.15}$$

donde  $e$  es la carga del electrón,  $n$  es el factor de idealidad del diodo,  $K_B$  es la constante de Boltzmann y  $T$  es la temperatura en grados Kelvin.

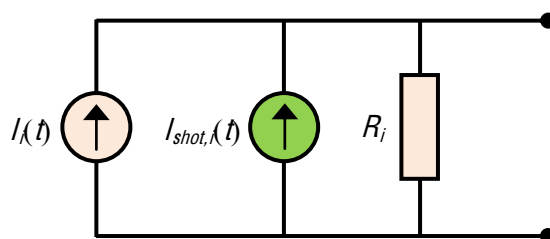


Fig. 6.10: Equivalente Norton simplificado del diodo.

Si se usa la ecuación (6.13) para desarrollar la expresión de  $I_d(t)$ , se alcanza el resultado siguiente:

$$I_i(t) = I_{Ri}(t) + I_{Fi}(t) \tag{6.16}$$

$$I_{Ri}(t) = \beta_I \cdot \left[ |G_i|^2 \cdot P_{OL} + \frac{|H_i \cdot a_{RF}(t) + n_{RF}(t)|^2}{2} \right] \tag{6.17}$$

$$I_{Fi}(t) = \beta_I \cdot Re\{G_i \cdot a_{OL}(t) \cdot [H_i \cdot a_{RF}(t) + n_{RF}(t)]^*\} \tag{6.18}$$

siendo  $P_{OL}$  es la potencia de oscilador local. El término de interés en la expresión (6.16) es  $I_{Fi}(t)$ , que representa el proceso de conversión de frecuencia, mientras que la componente de onda rectificada  $I_{Ri}(t)$  no aporta ninguna información sobre la fase. Conviene resaltar que en  $I_{Ri}(t)$  aparecen los productos de orden par  $a_{RF}(t) \cdot n^*(t)$  y  $|n(t)|^2$ , cuya potencia se puede despreciar en comparación con el nivel de las componentes de señal  $a_{OL}(t) \cdot a_{RF}^*(t)$  y ruido térmico  $a_{OL}(t) \cdot n_{RF}^*(t)$  de la ecuación (6.18). Esto permite, de cara al estudio de sensibilidad, considerar únicamente  $I_{Fi}(t)$ , pues esta simplificación no altera de forma significativa el resultado del análisis.

Bajo la hipótesis de que las potencias de señal y ruido se distribuyen equitativamente entre las partes real e imaginaria, resulta factible expandir la ecuación (6.18) para calcular la potencia de  $I_F(\hat{t})$  de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\langle I_{Fi}(t)^2 \rangle &= \beta_I^2 \cdot |G_i|^2 \cdot P_{OL} \cdot [|H_i|^2 \cdot \langle |a_{RF}(t)|^2 \rangle + \langle |n_{RF}(t)|^2 \rangle] = \\ &= 2 \cdot \beta_I^2 \cdot |G_i|^2 \cdot P_{OL} \cdot [|H_i|^2 \cdot P_{RF} + K_B \cdot T \cdot B]\end{aligned}\quad (6.19)$$

donde  $P_{RF}$  es la potencia de RF y  $B$  es el ancho de banda del canal de radiofrecuencia.

En la obtención de  $I_{shot,i}(\hat{t})$  es razonable asumir que, cerca del nivel de sensibilidad, la potencia de OL  $P_{OL}$  es muy superior a la de RF  $P_{RF}$ , de forma que las ecuaciones (6.12) y (6.13) dan lugar a:

$$P_i(t) \cong |G_i|^2 \cdot P_{OL} \quad (6.20)$$

y, por tanto, la fórmula (6.14) queda como

$$I_i(t) \cong I_{OL,i} = \beta_I \cdot |G_i|^2 \cdot P_{OL} \quad (6.21)$$

A partir de la ecuación (6.21) es posible escribir la varianza de  $I_{shot,i}(\hat{t})$ :

$$\langle I_{shot,i}(t)^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot (2 \cdot I_S + I_{OL,i}) \cdot B/2 \cong e \cdot (2 \cdot I_S + \beta_I \cdot |G_i|^2 \cdot P_{OL}) \cdot B \quad (6.22)$$

donde  $I_S$  es la corriente de saturación del diodo y  $B/2$  (Hz) es el ancho de banda del filtro paso-bajo. La tensión de salida del detector  $v_i(\hat{t})$  se calcula en función de  $I_F(\hat{t})$ ,  $I_{shot,i}(\hat{t})$  y  $R_i$  por medio de la transformación del circuito Norton de la Fig. 6.10 en su equivalente Thévenin:

$$v_i(t) = R_i \cdot [I_{Fi}(t) + I_{shot,i}(t)] \quad (6.23)$$

donde, como se ha explicado con anterioridad, se ignora la contribución del término de onda rectificada. Puesto que  $I_F(\hat{t})$  e  $I_{shot,i}(\hat{t})$  están incorreladas entre sí, la potencia de  $v_i(\hat{t})$  se halla como sigue:

$$\langle v_i(t)^2 \rangle = R_i^2 \cdot [\langle I_{Fi}(t)^2 \rangle + \langle I_{shot,i}(t)^2 \rangle] \quad (6.24)$$

El nivel de sensibilidad  $S_{Di}$  se encuentra en el valor de  $P_{RF}$  que produce una corriente cuya potencia iguala a la suma de las contribuciones de ruido térmico y ruido *shot*. Mediante las ecuaciones (6.19) y (6.22), esta condición se puede representar como:

$$S_{Di} = \frac{1}{|H_i|^2} \cdot \left[ K_B \cdot T + \frac{e}{\beta_I} \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{I_s}{\beta_I \cdot |G_i|^2 \cdot P_{OL}} \right) \right] \cdot B \quad (6.25)$$

A continuación, se va a deducir una fórmula similar para un mezclador pasivo. Con el propósito de facilitar el análisis, en la Fig. 6.11 se supone que existe una adaptación perfecta con respecto a la impedancia de referencia  $Z_0$  entre el generador  $v_G(t)$ , el mezclador y la carga. Por simplicidad, en adelante se asume que, en lo que concierne a los cálculos de ruido, el mezclador se comporta como un atenuador. Sin embargo, es preciso aclarar que este enfoque no se aleja demasiado de la realidad, ya que la figura de ruido de un mezclador coincide, de forma aproximada, con sus pérdidas de inserción [88]. Gracias a esta simplificación, la potencia de ruido entregada a la carga  $P_n$  se escribe como

$$P_n = L_M \cdot K_B \cdot T \cdot B \quad (6.26)$$

donde  $L_M$  son las pérdidas de conversión del mezclador.

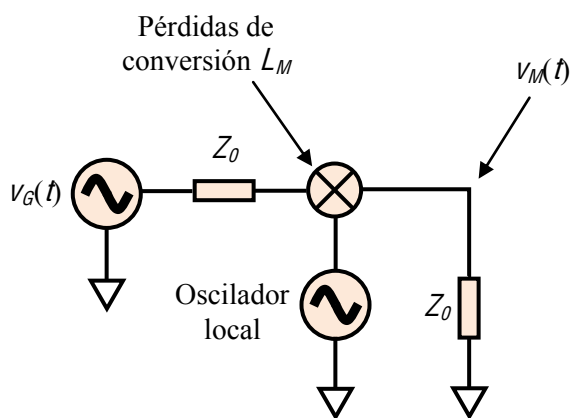


Fig. 6.11: Modelo del mezclador.

A partir de la ecuación (6.26) se calcula la mínima señal  $S_M$  que puede detectar el mezclador:

$$S_M = P_n = L_M \cdot K_B \cdot T \cdot B \quad (6.27)$$

La manera más evidente de contrastar la sensibilidad obtenida con un método y otro es evaluar la diferencia  $\Delta S$  (dB) entre  $S_{Di}$  y  $S_M$  por medio de la fórmula siguiente:

$$\Delta S(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{S_M}{S_{Di}} \right) \quad (6.28)$$

Una vez que se han deducido expresiones para el nivel de sensibilidad de ambos tipos de conversión de frecuencia, sólo resta obtener una ecuación para calcular la potencia de RF a la entrada del receptor multipuerto  $P_{RFm\acute{a}x}$  que produce una compresión de 1 dB en la ganancia del detector de potencia. El peor caso posible en este sentido se corresponde con una situación donde las ondas de OL y RF atraviesan el circuito de seis puertos y se suman en fase a la entrada del detector. De esta forma, la potencia  $P_i$  entregada al detector es máxima:

$$P_i < (|G_i| \cdot \sqrt{P_{OL}} + |H_i| \cdot \sqrt{P_{RF}})^2 \quad (6.29)$$

Cuando se cumple  $P_{RF} = P_{RFm\acute{a}x}$ , se alcanza el punto de compresión a 1 dB del detector de potencia  $P_{1dB,D}$ , que representa el límite de funcionamiento entre la región de ley cuadrática y el régimen lineal:

$$P_{1dB,D} = (|G_i| \cdot \sqrt{P_{OL}} + |H_i| \cdot \sqrt{P_{RF}})^2 \quad (6.30)$$

La resolución de la ecuación (6.30) lleva a determinar el valor de  $P_{RFm\acute{a}x}$  en función de la potencia de oscilador  $P_{OL}$ :

$$P_{RFm\acute{a}x} = \frac{1}{|H_i|^2} \cdot (\sqrt{P_{1dB,D}} - |G_i|^2 \cdot \sqrt{P_{OL}})^2 \quad (6.31)$$

Como ya se ha hecho con la sensibilidad, resulta posible definir un parámetro  $\Delta P_{1dB}$  (dB) como diferencia entre el  $P_{1dB}$  del receptor multipuerto  $P_{RFm\acute{a}x}$  y el del mezclador  $P_M$ .

$$\Delta P_{1dB}(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{RFm\acute{a}x}}{P_M} \right) \quad (6.32)$$

Con el propósito de realizar una comparación realista entre el receptor multipuerto y el mezclador, se van a asignar valores razonables a los parámetros que aparecen en las ecuaciones (6.28) y (6.32). En este sentido, para un mezclador comercial se puede asumir  $L_M = 7$  dB y  $P_M = +10$  dBm. Con respecto a un receptor de seis puertos típico, las pérdidas desde los puertos de

OL y RF hasta los detectores suelen ser de 6 dB ( $|G_i|=|H_i|=1/2$ ). Finalmente, para un detector a potencia implementado con un diodo Schottky es factible suponer  $\beta_I=20$  A/W,  $I_s=3$   $\mu$ A y  $P_{1dB,D}=-20$  dBm. A partir de estos datos, en la Fig. 6.12 se representa el resultado de las fórmulas (6.28) y (6.32) en función de la potencia de oscilador local. Se observa que, al incrementar  $P_{OL}$ , la sensibilidad del receptor multipuerto se acerca a la del mezclador. Esto es una consecuencia directa de que la ganancia de conversión del detector de potencia  $2 \cdot \beta_I^2 \cdot |G_i \cdot H_i|^2 \cdot P_{OL}$  en la ecuación (6.19) sea proporcional a  $P_{OL}$ . Sin embargo, el punto de compresión del mezclador siempre es mejor que para el receptor multipuerto ( $\Delta P_{1dB}$  (dB) $<0$ ), y esta diferencia se hace más acusada para valores crecientes de  $P_{OL}$ . Esto ocurre porque, al elevar  $P_{OL}$ , se polariza al detector más cerca del límite de la zona cuadrática, y esto restringe la máxima potencia de RF.

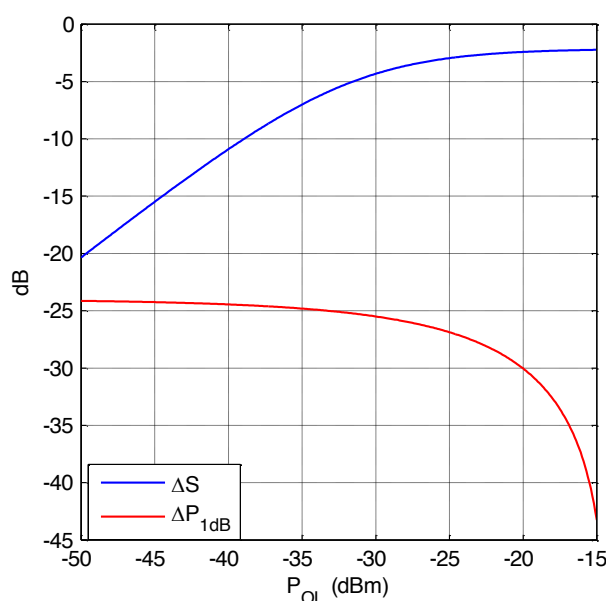


Fig. 6.12: Comparación entre las prestaciones de un mezclador y un receptor multipuerto. Curva azul: diferencia de sensibilidad ( $\Delta S$ ); curva roja: diferencia de  $P_{1dB}$  ( $\Delta P_{1dB}$ ).  $T=290^\circ$  K.

Finalmente, en la Fig. 6.13 se muestra la diferencia de rango dinámico  $\Delta DR$  (dB) entre ambas arquitecturas, calculada como:

$$\Delta DR(dB) = \Delta P_{1dB}(dB) + \Delta S(dB) \tag{6.33}$$

En la gráfica se comprueba que el rango dinámico del receptor multipuerto siempre es inferior al del mezclador ( $\Delta DR$  (dB) $<0$ ). El punto óptimo de trabajo del detector de potencia se sitúa en un nivel de  $P_{OL}$  entre  $-35$  y  $-20$  dBm, donde  $\Delta DR$  (dB)  $\simeq -30$  dB. Esta diferencia de rango dinámico se debe a que el  $P_{1dB}$  del receptor multipuerto disminuye drásticamente cuando  $P_{OL}$  supera los  $-20$  dBm, en contraste con la mejora de sensibilidad que se aprecia en la Fig. 6.12. Por tanto, para reducir  $\Delta DR$  se necesita un elemento detector que ofrezca un mejor comportamiento en



alta potencia. En ausencia de interferentes en la antena, el problema de rango dinámico se podría compensar con un VGA que regule la el nivel de radiofrecuencia que llega al circuito multipuerto.

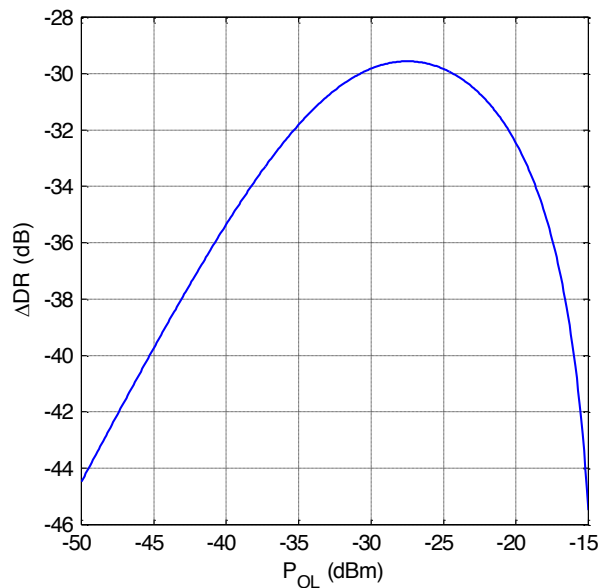


Fig. 6.13: Diferencia de rango dinámico  $\Delta DR$  entre un mezclador y un receptor multipuerto.  $T=290^\circ$  K.

#### 6.5.1.4 Aplicaciones

Según lo que se ha explicado en el apartado anterior, el demodulador multipuerto resulta más sensible a la presencia de interferentes que otros receptores. Por tanto, esta arquitectura es apropiada para aplicaciones que no sometan al dispositivo a interferencias desfavorables, pero que, sin embargo, se puedan beneficiar de las ventajas de esta tecnología. Algunas aplicaciones que satisfacen estos requisitos son:

- i) Transceptores concebidos para bandas de frecuencias poco pobladas, como la banda V (50–75 GHz). El receptor multipuerto es adecuado en esta situación porque:
  - Se puede implementar con facilidad en alta frecuencia.
  - Necesita menos potencia de oscilador local que un mezclador convencional.
- ii) Esquemas adaptativos de linealización de transmisores y corrección de las no idealidades de moduladores I-Q. En este caso, se utilizaría el receptor multipuerto dentro del bucle de realimentación para detectar la señal transmitida. La elección de este sistema se justifica por:
  - Su bajo consumo de potencia.
  - El reducido nivel de las fugas de oscilador local.
  - La circuitería de radiofrecuencia es barata, compacta y sencilla de integrar.

- Capaz de funcionar en rangos de frecuencias muy amplios.
  - Las imperfecciones del receptor se compensan por medio de procedimientos de calibración *online* que no requieren señales conocidas.
- iii) Receptores para sistemas de prueba donde el entorno de funcionamiento del *tester* está bien controlado. Un ejemplo son los equipos fabricados por la empresa AT4 wireless para certificar terminales de comunicaciones inalámbricas. En estos equipos se cumple que:
- El nivel de interferente que llega al receptor del *tester* durante las pruebas siempre se encuentra muy por debajo de la potencia transmitida por el terminal analizado.
  - El *tester* debe ser multibanda (con un rango de frecuencias de trabajo del orden de una década) para asegurar la compatibilidad con el mayor número posible de estándares de comunicaciones. El receptor multipuerto digital permite satisfacer este requisito con el menor coste posible.

### 6.5.2 Receptor multipuerto analógico

En la Fig. 6.14 se representa el diagrama de bloques de un receptor *six-port* que procesa de forma analógica las lecturas de potencia para obtener las componentes  $I$  y  $Q$  de la señal recibida.

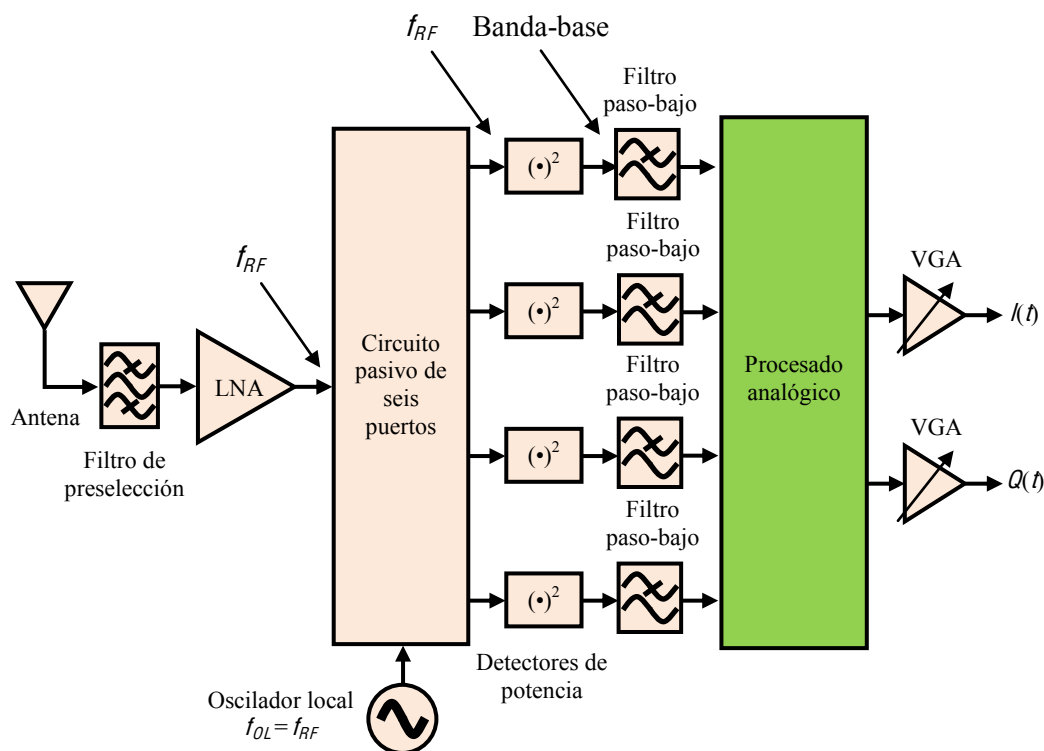


Fig. 6.14: Receptor directo de seis puertos analógico.

De forma opuesta al funcionamiento clásico de otros dispositivos basados en la teoría de seis puertos, la versión original de esta propuesta prescinde del algoritmo de calibración y opta por una implementación analógica de la ecuación (6.10) [39,89]. Este cambio facilita la demodulación de regímenes binarios del orden de 50 Mbps. A modo de ejemplo, en el caso de una tasa binaria de 50 Mbps y un esquema de modulación sencillo como QPSK (dos bits por símbolo), la frecuencia de muestreo de los ADCs tendría que superar los 50 MSPS para eludir el *aliasing* (frecuencia de símbolo de 25 MHz). Según el enfoque tradicional, serían necesarios tres ADCs para un receptor *five-port* y cuatro para el *six-port*. Si los ADCs ofrecen tan sólo ocho bits de resolución, el flujo total de datos hacia el hardware digital del sistema llegaría a 1200 y 1600 Mbps, respectivamente. Además, como las constantes de la ecuación (6.10) son números complejos, habría que realizar ocho productos y ocho sumas de números reales por cada muestra ( $I$ ,  $Q$ ), a un ritmo de 50 MSPS. Para la circuitería digital, no es posible soportar dicha carga de trabajo en conjunción con una velocidad de funcionamiento tan elevada sin un incremento de la potencia disipada y la complejidad del hardware. Por el contrario, el receptor analógico de la Fig. 6.14 tan sólo requiere dos ADCs (con una tasa de datos de 800 Mbps) y evita el volumen de operaciones que implican los algoritmos software. Gracias a esto, se logra simplificar y abaratar la porción digital del receptor y, además, rebajar el consumo total de potencia.

Conviene resaltar que todos estos beneficios son posibles porque no se utiliza un procedimiento digital de corrección de las imperfecciones del hardware de radiofrecuencia. En consecuencia, para que el procesado analógico sea factible, el diseño del circuito de RF debe garantizar que los parámetros  $K_i$  y  $q_i$  de la ecuación (6.8) presenten un valor constante y conocido en todo el rango de frecuencias de funcionamiento del receptor. El inconveniente de esta solución se halla en la pérdida de dos importantes ventajas de las topologías multipuerto, que son: i) una reducida sensibilidad a las tolerancias de fabricación y ii) un rango de frecuencias de funcionamiento muy amplio.

La estructura de seis puertos más conocida en esta aplicación consta de un divisor de potencia y tres híbridos en cuadratura, como aparece en la Fig. 6.15. Los puertos 3...6 del circuito se conectarían a cuatro detectores de potencia bien adaptados. Una de las características más favorables de esta topología es su modularidad, ya que, como revela la figura, sólo se utilizan dos tipos de componentes que, por otro lado, son muy habituales a frecuencia de microondas y, por tanto, relativamente fáciles de diseñar.

Otra propiedad notable de la estructura es que se verifica  $K_i = K$  y  $q_i = e^{j(i-3)\pi/2}$  ( $i=3\dots6$ ). Esto permite obtener las componentes en fase y cuadratura a través de las fórmulas (6.34–6.35).

$$I(t) = P_5(t) - P_3(t) \tag{6.34}$$

$$Q(t) = P_4(t) - P_6(t) \tag{6.35}$$

que, por su simplicidad, se pueden implementar fácilmente mediante dos amplificadores restadores, como se enseña en la Fig. 6.16. Resulta pertinente aclarar que, si se conecta una carga adaptada en uno de los puertos del circuito, es posible usar esta misma topología como receptor *five-port* analógico [90], aunque con un procesado en banda-base diferente.

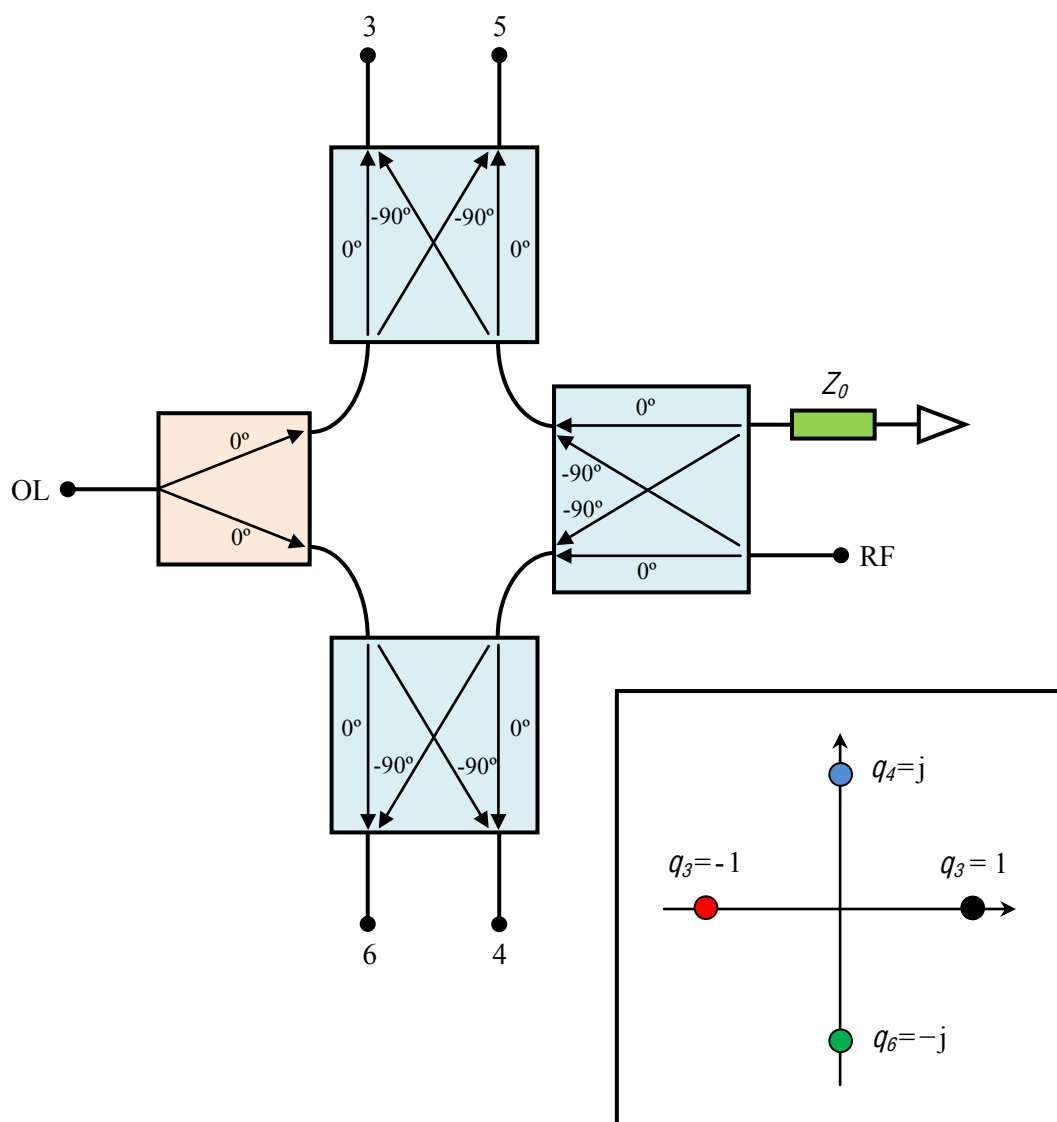


Fig. 6.15: Estructura de seis puertos compuesta por un divisor de potencia y tres híbridos en cuadratura.

Debe apreciarse que, gracias a que en condiciones ideales se cumple que  $K_i = K$  y  $|q_i| = |q|$ , las componentes de onda rectificadas y los productos de intermodulación de orden par que aparecen

a la salida de los cuatro detectores son idénticos y, por tanto, se cancelan en el proceso analógico de sustracción.

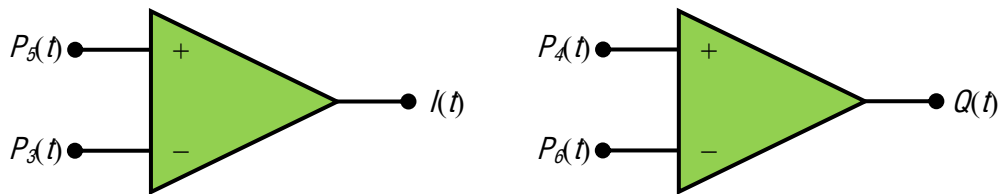


Fig. 6.16: Obtención de  $I(t)$  y  $Q(t)$  a partir de  $P_{\lambda}(t)$  mediante procesado analógico.

Como se ha explicado, el receptor multipuerto analógico que se basa en la estructura de la Fig. 6.15 realiza la misma función que un demodulador I-Q. Sin embargo, es necesario aclarar que la topología multipuerto ofrece dos beneficios en comparación con su competidor [90]:

- i) Es más fácil de realizar en alta frecuencia. Esto se debe a lo siguiente:
  - El diseño de mezcladores de altas prestaciones requiere utilizar topologías balanceadas que son difíciles de construir a frecuencias de microondas y milimétricas en comparación con el receptor multipuerto [91].
  - Cuando aumenta la frecuencia, resulta más complicado polarizar un mezclador con la potencia de oscilador necesaria.
- ii) Es menos sensible a las tolerancias del proceso de fabricación. Esto ocurre porque las amplitudes y fases relativas de las ondas que inciden sobre los detectores de potencia del receptor multipuerto dependen, esencialmente, de un circuito pasivo cuyos parámetros se pueden controlar con gran precisión en una implementación distribuida [92].

Cabe mencionar que recientemente se han aplicado técnicas de regeneración I-Q digital para compensar las imperfecciones hardware del receptor multipuerto analógico, como *offsets* de DC y errores de ganancia y fase [93,94]. Sin embargo, estos métodos no son tan eficaces como los procedimientos de calibración usados en el receptor multipuerto digital.

La gran desventaja del receptor multipuerto analógico con respecto a los demoduladores I-Q se halla en que ofrece un menor rango dinámico y peor rendimiento ante interferentes. Por este motivo, encuentra su nicho de aplicación en radioenlaces de gran capacidad que se ubican en bandas de frecuencias muy elevadas y escasamente ocupadas, como las bandas V [95] y E (60–90 GHz) [96].



## 7 Estudio de los algoritmos simplificados de calibración de receptores directos de seis puertos

---

---

### 7.1 Introducción

---

En el Capítulo 6 se ha expuesto que el proceso de calibración es un aspecto clave en un SPDR digital, dado que permite absorber las imperfecciones hardware del receptor. De esta manera es posible cumplir las especificaciones de diseño con tolerancias de fabricación relajadas. Cuando, además, se trata de una calibración “en línea” (es decir, durante el funcionamiento), resulta factible compensar tanto el envejecimiento de la circuitería como los posibles efectos de las variaciones de temperatura, humedad, etc.

En la bibliografía aparecen numerosos ejemplos de receptores de seis puertos que trabajan con lecturas de potencia relativa con el propósito de minimizar el impacto de las fluctuaciones de la amplitud de oscilador local. El método *dual-tone* es una técnica de referencia en lo que se refiere a la calibración de receptores de este tipo [34]. Consiste, básicamente, en una reducción de seis a cuatro puertos que emplea como estándares de calibración las señales de radiofrecuencia que entran al receptor. Si bien este algoritmo proporciona un modelo muy general del receptor, que puede ser aplicado a cualquier SPDR, lo cierto es que resulta demasiado complejo para la calibración en línea, donde debe existir un compromiso entre la exactitud y la complejidad computacional del método, para maximizar la tasa binaria sin imponer requerimientos excesivos a las etapas de procesado digital [35].

Es preciso resaltar que la raíz de los problemas de *dual-tone* se encuentra en que, para trabajar con cualquier SPDR, sin importar el valor de sus parámetros  $K_i$  y  $q_i$ , se requiere un total de once constantes de calibración reales. Por el contrario, si en una situación ideal el algoritmo de

calibración conoce el valor exacto de algunos de dichos parámetros, se puede reducir el número de constantes que se debe calcular. Desde esta perspectiva, en [35] se propusieron dos técnicas simplificadas de calibración en línea (los métodos de tres y cuatro estándares de señal), cuya aplicación necesita que se cumplan ciertas condiciones (que la mayoría de SPDRs convencionales satisface de forma aproximada). Una prueba de la viabilidad de este enfoque es que el método de cuatro estándares se ha utilizado con éxito en el receptor digital de conversión directa SOPRANO [37]. La principal ventaja de estos algoritmos reside en que usan operaciones matemáticas lineales para calibrar el receptor y obtener las componentes I-Q de la señal, lo que redundará en una mayor eficiencia computacional. Pese a que resultan mucho más sencillos que *dual-tone*, también son más sensibles a las características del hardware y las tolerancias de fabricación. Por ende, cabe esperar que se produzca cierta degradación de las prestaciones de funcionamiento cuando los parámetros  $K_i$  y  $q_i$  del receptor no cumplan perfectamente los requisitos del método. Conviene notar que, debido a que en la bibliografía no se ha cuantificado la importancia de este fenómeno, no es posible valorar el grado de utilidad real de las técnicas presentadas en [35].

El propósito de este séptimo Capítulo es, por tanto, analizar cómo afectan las no idealidades del hardware de radiofrecuencia al funcionamiento de un SPDR calibrado con los métodos de tres y cuatro estándares de señal SS (*Signal Standards*). Con este fin, en primer lugar se van a deducir, de forma teórica, los requisitos que idealmente debe satisfacer el receptor para que sea posible una calibración libre de errores con estas técnicas. La amplitud eficaz del vector de error de señal  $\theta_{rms}$  es el parámetro clave para evaluar las consecuencias de que el receptor no cumpla con exactitud los requerimientos anteriores. Dicho análisis se lleva a cabo mediante la representación de dos tipos de gráficas diferentes: i) el valor de  $\theta_{rms}$  que se alcanza en caso peor para un cierto grado de desviación con respecto a las especificaciones y ii) el empeoramiento de la tasa de error de símbolo SER (*Symbol Error Rate*) causado por un determinado  $\theta_{rms}$  para diversos esquemas de modulación (QPSK, 8PSK y 16QAM). Durante el diseño del receptor, estas curvas se convierten en una herramienta que proporciona un conjunto de especificaciones hardware que se deben cumplir para conseguir una determinada tasa de error.

## 7.2 Fundamentos

---

Por conveniencia, a lo largo de este Capítulo se va a utilizar una notación distinta a la empleada en la ecuación (6.8) para expresar el valor de la lectura de potencia correspondiente al puerto 4. De esta forma,  $P_i(t)$  vienen dadas por las ecuaciones (7.1–7.2):

$$P_i(t) = K_i \cdot A_{LO}^2 \cdot |A_{RF}(t) - q_i|^2 \quad i = 3,5,6 \quad (7.1)$$



$$P_4(t) = K_4 \cdot A_{LO}^2 \cdot |1 - \Gamma_g \cdot A_{RF}(t)|^2 \quad (7.2)$$

donde el parámetro  $\Gamma_g$  equivale a  $q_4^{-1}$ .

Es necesario recordar que, aunque tres detectores bastarían para determinar  $A_{RF}(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$ , los SPDR que manejan lecturas de potencia relativa constan de un detector adicional (que únicamente aporta información sobre la potencia de OL entregada al receptor) para independizar el valor de las constantes de calibración del sistema con respecto al nivel de oscilador local. Por tanto, un objetivo de diseño muy común consiste en que el puerto 4 del receptor se comporte como un puerto de referencia de OL perfectamente aislado del terminal de RF [1]. Si se satisface esta condición ( $\Gamma_g=0$ ), entonces las fórmulas (7.1–7.2) permiten construir el siguiente sistema de tres ecuaciones:

$$p_i(t) = \frac{P_i(t)}{P_4(t)} = k_i \cdot (|A_{RF}(t)|^2 + |q_i|^2 - 2 \cdot I(t) \cdot \text{Re}(q_i) - 2 \cdot Q(t) \cdot \text{Im}(q_i)) \quad (7.3)$$

siendo  $i = \{3, 5, 6\}$ ,  $k_i = K_i/K_4$ , y  $\text{Re}(q_i)$  e  $\text{Im}(q_i)$  las partes real e imaginaria, respectivamente, de  $q_i$ .

Al escoger como incógnitas la potencia instantánea de la envolvente  $|A_{RF}(t)|^2$  y las componentes en fase y cuadratura  $I(t)$  y  $Q(t)$ , el problema se reduce a la resolución simultánea de tres ecuaciones lineales. Por tanto,  $I(t)$  y  $Q(t)$  se pueden calcular como una simple combinación lineal de  $p_i(t)$ :

$$I(t) = \sum_{j=3,5,6} A_{rj} \cdot p_j(t) + C_r \quad (7.4)$$

$$Q(t) = \sum_{j=3,5,6} A_{ij} \cdot p_j(t) + C_i \quad (7.5)$$

donde  $A_{rj}$ ,  $A_{ij}$ ,  $C_r$  y  $C_i$  son ocho constantes de calibración reales que dependen de los parámetros originales  $k_i$  y  $q_i$ .

Las fórmulas (7.4–7.5) son idénticas a la ecuación (6.10) si se reemplazan las medidas relativas de potencia con lecturas absolutas. Esto ocurre porque, si  $P_4$  depende únicamente de la potencia de oscilador local  $P_{OL}$ , entonces  $p_i(t)$  ( $i = 3, 5, 6$ ) son proporcionales a las lecturas absolutas de potencia normalizadas con respecto a  $P_{OL}$ .

Para hallar  $A_{rj}$ ,  $A_{ij}$ ,  $C_r$  y  $C_i$  es suficiente plantear las ecuaciones (7.4–7.5) a partir de las lecturas de potencia relativa  $p_j(m)$  registradas para un conjunto de cuatro estándares de señal [ $I(m)$ ,  $Q(m)$ ] ( $m=1\dots 4$ ), como se ve en las ecuaciones (7.6–7.7):

$$I(m) = \sum_{j=3,5,6} A_{rj} \cdot p_j(m) + C_r \quad m = 1 \dots 4 \quad (7.6)$$

$$Q(m) = \sum_{j=3,5,6} A_{ij} \cdot p_j(m) + C_i \quad m = 1 \dots 4 \quad (7.7)$$

En el Apéndice I se describe cómo resolver estos dos sistemas de cuatro ecuaciones lineales.

La sencillez de las ecuaciones (7.4–7.7) contrasta con la complejidad de las fórmulas involucradas en los procedimientos de calibración y medida del OSPR desarrollados a lo largo del Capítulo 4. Sin embargo, es preciso subrayar que este tipo de simplificación no es posible en aplicaciones de instrumentación, que son mucho más exigentes en términos de exactitud.

En la obtención de  $C_r$  y  $C_i$  mediante la regla de Cramer es necesario resolver los siguientes determinantes (ver Apéndice I):

$$D_r = \begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & I(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & I(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & I(3) \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & I(4) \end{vmatrix} \quad (7.8)$$

$$D_i = \begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & Q(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & Q(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & Q(3) \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & Q(4) \end{vmatrix} \quad (7.9)$$

Si se cumple de manera ideal que  $\Gamma_g=0$ , al desarrollar ambos determinantes se deduce que las constantes de calibración  $C_r$  y  $C_i$  se anulan cuando se satisface la ecuación (7.10).

$$|q_3|^2 \cdot (q_6 - q_5) + |q_5|^2 \cdot (q_3 - q_6) + |q_6|^2 \cdot (q_5 - q_3) = 0 \quad (7.10)$$

Por tanto, si los  $q_i$  del receptor verifican la condición expresada en la ecuación (7.10), entonces las fórmulas (7.4–7.5) se reducen a las ecuaciones (7.11–7.12).

$$I(t) = \sum_{j=3,5,6} A_{rj} \cdot p_j(t) \quad (7.11)$$

$$Q(t) = \sum_{j=3,5,6} A_{ij} \cdot p_j(t) \quad (7.12)$$

De este modo, la calibración del SPDR sólo requeriría utilizar tres SS [ $I(m)$ ,  $Q(m)$ ] ( $m=1 \dots 3$ ):

$$I(m) = \sum_{j=3,5,6} A_{rj} \cdot p_j(m) \quad m = 1 \dots 3 \quad (7.13)$$

$$Q(m) = \sum_{j=3,5,6} A_{ij} \cdot p_j(m) \quad m = 1 \dots 3 \quad (7.14)$$

En el Apéndice I se explica cómo resolver estos dos sistemas de tres ecuaciones lineales.

La ecuación (7.10), que no había sido presentada con anterioridad, sitúa la posición de las constantes  $q_i$  sobre una circunferencia, esto es,  $|q_3| = |q_5| = |q_6|$ . Esto quiere decir que hay que tener en cuenta la especificación  $|q_3| = |q_5| = |q_6|$  como un objetivo de diseño ideal en caso de utilizar el método de calibración de tres SS. Puesto que constituye un hecho demostrado que las configuraciones simétricas de  $q_i$  minimizan la propagación de los errores de medida de potencia en sistemas basados en la técnica de seis puertos [1], muchos diseños prácticos de SPDR cumplen de forma aproximada con esta condición.

Se puede resumir esta sección teórica concluyendo que, aunque las técnicas de calibración en línea basadas en las ecuaciones simplificadas (7.4–7.7) y (7.11–7.14) son menos generales que una reducción de seis a cuatro puertos con el algoritmo *dual-tone*, hay que destacar que estos métodos no producen ningún empeoramiento de las prestaciones del receptor si el hardware satisface los requisitos que se recogen en la Tabla 7.1.

No obstante, si el receptor no cumple dichas condiciones con exactitud, cabe esperar cierta degradación de las características del sistema. Esto se va a investigar mediante el estudio de los efectos de las imperfecciones del hardware (esto es, posibles desviaciones con respecto a las condiciones ideales  $\Gamma_g = 0$  y  $|q_3| = |q_5| = |q_6|$ ) sobre el funcionamiento del SPDR.

Método de 4 SS: ecuaciones (7.4–7.7)		Método de 3 SS: ecuaciones (7.11–7.14)	
Parámetro	Requisito	Parámetro	Requisito
$\Gamma_g$	$\Gamma_g=0$	$\Gamma_g$	$\Gamma_g=0$
$ q_i $	Ninguno	$ q_i $	$ q_3 = q_5 = q_6 $

Tabla 7.1: Especificaciones hardware para una calibración libre de errores con los métodos de tres y cuatro estándares de señal.

### 7.3 Efectos de las imperfecciones del hardware en las prestaciones del SPDR

Dado que el objetivo de este Capítulo es analizar únicamente los efectos que la imperfección del hardware tiene sobre las técnicas de calibración de tres y cuatro estándares de señal, por simplicidad no se van a considerar otras fuentes de error, como ruido o distorsión en las salidas de los detectores de potencia.

Al examinar en detalle las ecuaciones (7.4 – 7.5) y (7.11 – 7.12) se observa que las constantes  $k_j$  ( $j=3, 5, 6$ ) tienen un efecto inversamente proporcional en los correspondientes parámetros de calibración  $A_{rj}$ ,  $A_{ij}$ . Para entender este razonamiento conviene imaginar que se multiplica por diez la amplificación banda-base en el detector 3, de forma que  $k_3$  crece en la misma proporción. En este caso, el valor de  $A_{r3}$  y  $A_{i3}$  debe pasar a ser la décima parte del original para que no cambie el resultado de las ecuaciones de demodulación. Por esta razón, los productos  $A_{rj} \cdot p_j$  y  $A_{ij} \cdot p_j$  son independientes del valor de  $k_j$ . Gracias a esta propiedad, la exactitud de las técnicas de tres y cuatro SS no se ve afectada por  $k_j$  en ausencia de errores de medida de potencia. Por tanto, para facilitar el análisis se ha impuesto  $k_j = 1$  de manera arbitraria. También se va a asumir que el módulo de la envolvente de la señal de RF está por debajo de la amplitud de OL, esto es,  $|A_{RF}(t)| \leq 1$ .

A fin de evaluar cómo se ve afectado el funcionamiento del receptor por una desviación del hardware con respecto a las especificaciones ideales de la Tabla 7.1, se ha simulado el comportamiento de distintas configuraciones no ideales de  $q_i$  y  $\Gamma_g$ . El proceso de simulación de cada una de estas configuraciones hardware se compone de dos pasos distintos (calibración y demodulación), como se muestra en la Fig. 7.1.

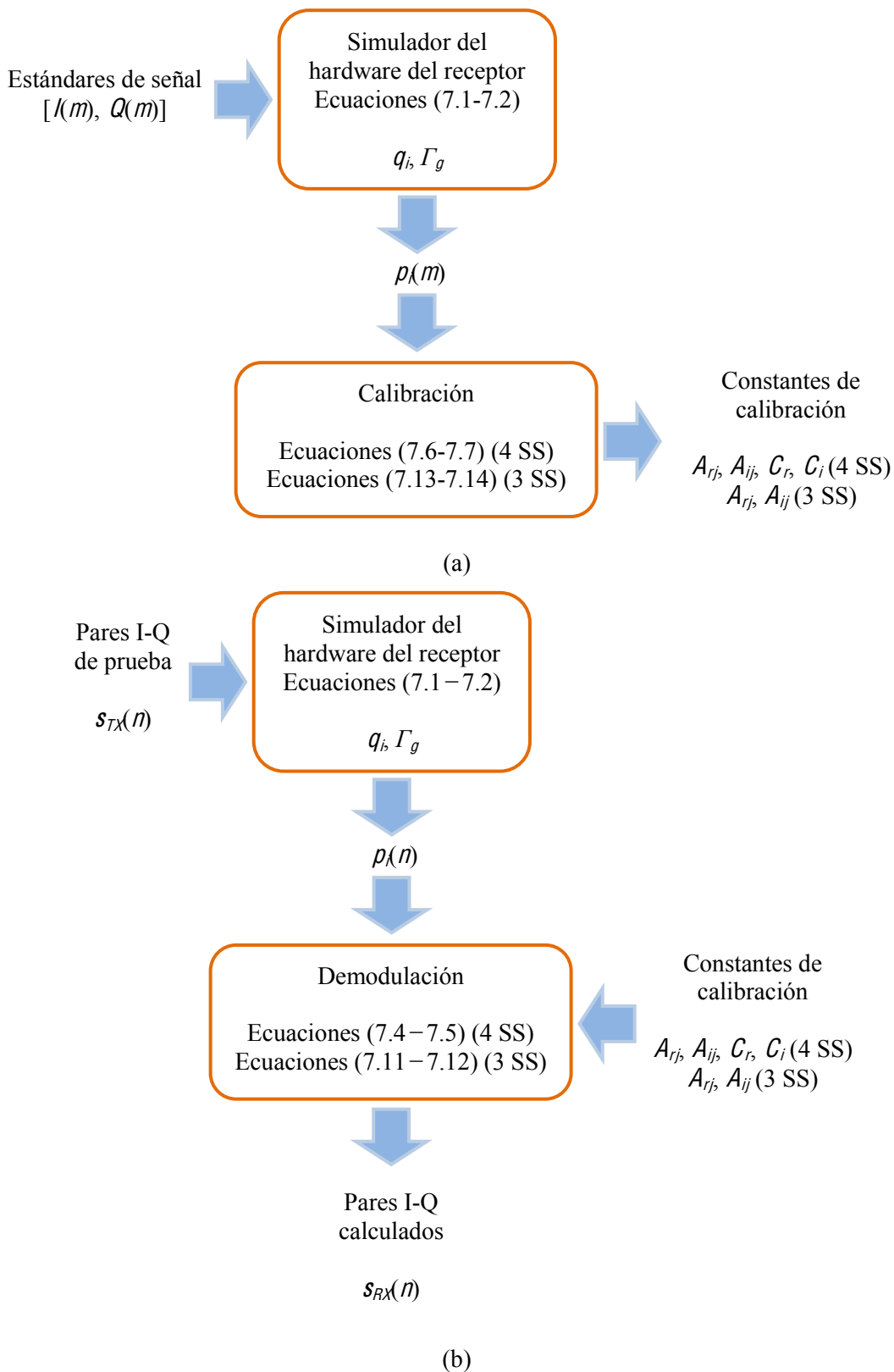


Fig. 7.1: Descripción del proceso de simulación del funcionamiento de las técnicas de calibración de tres y cuatro SS. (a) Calibración; (b) demodulación.

Para medir las prestaciones de cada configuración de  $q_i$  y  $\Gamma_g$ , se procede como sigue: i) se generan  $N = 505$  pares  $(I, Q)$  de prueba diferentes  $s_{Tx}(n)$  de manera que se encuentren uniformemente repartidos en el círculo  $I^2 + Q^2 \leq 1$ ; ii) se obtienen las señales I-Q demoduladas  $s_{Rx}(n)$  mediante las ecuaciones (7.4–7.5) (método de cuatro SS) o (7.11–7.12) (método de tres SS) y iii) se calcula la amplitud eficaz del vector de error de señal  $e_{rms}$ :

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |s_{Tx}(n) - s_{Rx}(n)|^2}{N}} \quad (7.15)$$

Conviene aclarar las razones por las que se ha elegido  $e_{rms}$  como figura de mérito, en vez del máximo error de medida como para el reflectómetro óptico que ocupa los Capítulos 4 y 5 de esta Tesis. En el caso de un instrumento de medida, las aplicaciones habituales requieren comprobar que determinado parámetro de un componente se encuentra dentro del margen de tolerancia del diseño. A causa de esto, resulta imprescindible especificar cuál es la incertidumbre de medida en caso peor. Por el contrario, las magnitudes que se usan para evaluar el funcionamiento de un receptor, como la SNR o la BER, deben ser cantidades promedio porque se calculan a partir de variables estocásticas cuyo valor en un instante determinado no aporta una información útil. Aunque en el estudio de las técnicas de calibración de tres y cuatro SS no se están considerando errores aleatorios, hay que tener en cuenta que en una situación real tanto la amplitud como el origen de fases de  $A_{RF}(t)$  evolucionarían a lo largo del tiempo por motivos como la variabilidad del canal o los errores de sincronización en frecuencia y fase. Debido a ello, el receptor observaría sucesivas transmisiones de un mismo símbolo en diferentes posiciones del plano I-Q y, por tanto, cometería errores distintos cada vez. Desde este punto de vista, la amplitud eficaz del error de señal  $e_{rms}$  es un parámetro muy significativo en lo que a la tasa de error se refiere.

A continuación se evalúan los resultados que se consiguen con las dos estrategias de calibración analizadas y se proporciona un conjunto de gráficas que el diseñador de radiofrecuencia puede utilizar para derivar especificaciones válidas para el circuito de seis puertos.

### 7.3.1 Técnica de calibración de cuatro SS

---

En primer lugar, se va a estudiar el método de calibración de cuatro SS, basado en las ecuaciones (7.4–7.5). Como su formulación matemática no parte de ninguna hipótesis acerca del valor de  $q_i$ , se puede deducir que, en ausencia de errores en las lecturas de potencia, dichos parámetros no tienen influencia alguna sobre las prestaciones del receptor. Esto se demuestra de

forma rigurosa en el Apéndice II. De este modo, en aras de la simplicidad se considera a lo largo de esta subsección que los puntos  $q_i$  están simétricamente ubicados en una circunferencia de radio  $|q_i|=1.5$ .

Como estándares de señal, se usan los mismos que en [35], es decir, tres de los cuatro símbolos de un esquema de modulación QPSK ( $S(m)=I(m)+j\cdot Q(m)=\{1, j, -j\}$ ,  $m=1\dots3$ ) y un estado en el que no se inyecta potencia de RF en el receptor ( $S(4)=0$ ).

Puesto que esta técnica no es capaz de compensar la imperfección del puerto de referencia, deben aparecer errores en el cálculo de  $I(t)$  y  $Q(t)$  si  $|\Gamma_g|\neq 0$ . A fin de hallar el valor de  $\theta_{rms}$  en función de  $|\Gamma_g|$ , también es necesario considerar la dependencia con la fase de  $\Gamma_g$ . Esto se puede conseguir calculando  $\theta_{rms}$  mediante la ecuación (7.15) para un conjunto de valores de  $\Gamma_g$  equiespaciados en una circunferencia de radio  $|\Gamma_g|$ .

La Fig. 7.2 muestra varias curvas de  $\theta_{rms}$  simulado en función del parámetro  $|\Gamma_g|$  (que mide la imperfección del puerto de referencia) para distintos valores de  $\angle\Gamma_g$ . Lo primero que se comprueba es que el efecto de la fase de  $\Gamma_g$  es despreciable si  $|\Gamma_g|<-20$  dB. Conviene resaltar, además, que los receptores diseñados para tener un puerto de referencia casi ideal (es decir,  $|\Gamma_g|$  muy pequeño) no sólo experimentan un menor grado de distorsión, sino que también son menos sensibles a las variaciones de  $|\Gamma_g|$  y  $\angle\Gamma_g$  causadas por las tolerancias del proceso de fabricación. Por último, se observa que la fase que produce peores resultados es  $\angle\Gamma_g=180^\circ$ , mientras que la situación contraria ocurre cuando  $\angle\Gamma_g=0^\circ$ . Esto se explica por lo siguiente. La eficacia de la técnica de cuatro SS depende de que  $P_A(t)$  sea insensible al valor de  $I$  y  $Q$ . Esta sensibilidad se reduce en la región más distanciada de  $q_4=\Gamma_g^{-1}$ , y, por el contrario, aumenta en la zona más cercana, como se representa en la Fig. 7.3-(a). Cuando los estándares de señal se distribuyen en la región más próxima a  $q_4$ , introducen cuatro puntos ( $I, Q$ ) en los que el error de señal se cancela y, por tanto, contribuyen a una importante disminución de  $\theta_{rms}$  (ver Fig. 7.3-(b)). Este beneficio no aparece cuando los estándares de señal se encuentran alejados de  $q_4$ , como en la Fig. 7.3-(c).

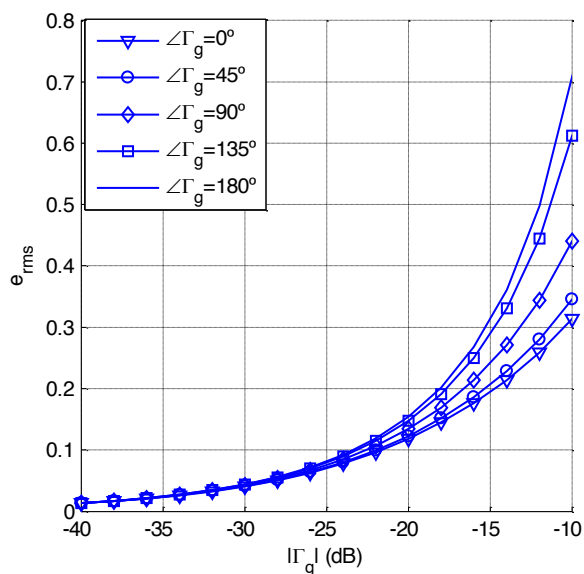


Fig. 7.2: Resultados de amplitud eficaz  $e_{rms}$  del error de señal obtenido para el método de cuatro SS en función de la imperfección del puerto de referencia  $|\Gamma_g|$ .

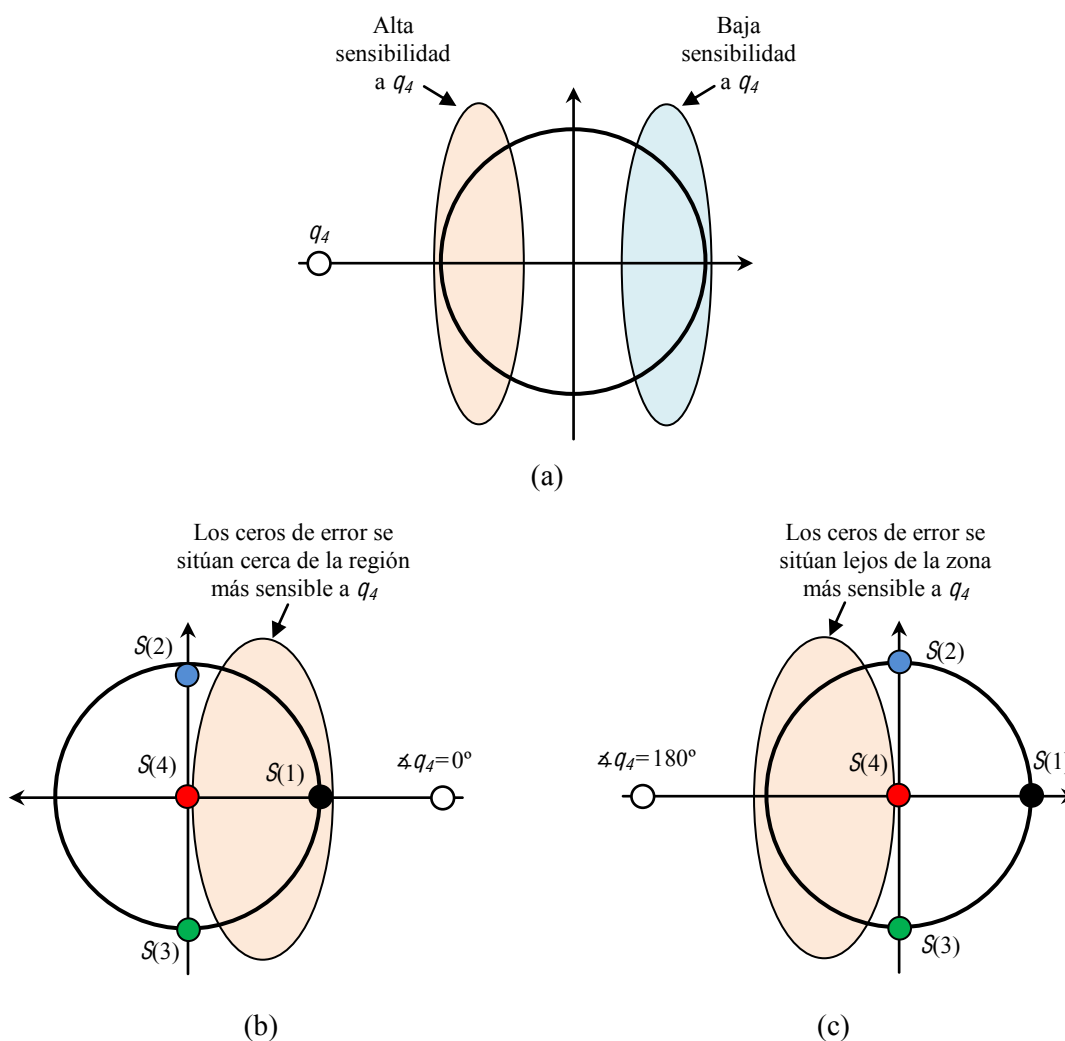


Fig. 7.3: Sensibilidad de  $e_{rms}$  a la fase de  $q_4 = 1/\Gamma_g$ . (a) Áreas de mínima y máxima sensibilidad a  $q_4$ , (b) situación para  $\angle q_4 = 0^\circ$ ; (c) situación para  $\angle q_4 = 180^\circ$ .



### 7.3.2 Técnica de calibración de tres SS

---

A continuación se analiza la técnica de calibración de tres SS, cuyas ecuaciones de demodulación son (7.11–7.12). En este caso se utilizan tres símbolos de una constelación QPSK ( $\mathcal{S}(m) = \{1, j, -j\}$ ,  $m = 1 \dots 3$ ) a modo de estándares de señal. Según las conclusiones del apartado teórico, este método no es capaz de corregir los errores derivados de la imperfección del puerto de referencia ni de un conjunto de  $q_i$  que no satisfaga la ecuación (7.10).

Como se ha mencionado anteriormente, una especificación de diseño habitual en un SPDR es conseguir  $|q_3| = |q_5| = |q_6|$ , de modo que se cumple la condición expresada en la ecuación (7.10) independientemente de las fases de  $q_i$ . Por lo tanto, cualquier diferencia entre las amplitudes  $|q_i|$  debería ser considerada como una imperfección del hardware del receptor. Para cuantificar esto se define el desequilibrio de amplitud  $U_{|q_i|}$  como la máxima diferencia en dBs entre los módulos de  $q_i$ , esto es:

$$U_{|q_i|} = \max \left\{ 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{|q_i|}{|q_j|} \right) \right\} \quad \begin{array}{l} i, j = 3, 5, 6 \\ i \neq j \end{array} \quad (7.16)$$

Con el propósito de evaluar el efecto de las no idealidades del receptor, es decir,  $|\Gamma_g| \neq 0$  y un cierto desequilibrio  $U_{|q_i|}$ , se procede como sigue:

- i) Se modela la porción de onda de RF que se fuga hacia el puerto de referencia de oscilador mediante el parámetro  $|\Gamma_g|$ . La fase de  $\Gamma_g$  debe ser  $180^\circ$ , lo que se corresponde con la peor situación posible.
- ii) A  $q_3$  se le asigna su valor ideal ( $q_3 = 1.5$ ).
- iii) Para  $q_5$  y  $q_6$  se genera un conjunto de puntos uniformemente distribuidos en un círculo en torno a las posiciones ideales  $1.5 \angle_{\pm 120^\circ}$ .
- iv) Se clasifica cada combinación posible de  $(q_3, q_5, q_6)$  de acuerdo con su desequilibrio  $U_{|q_i|}$ , que se halla a través de la fórmula (7.16).
- v) Se calcula el parámetro  $\theta_{rms}$  mediante la ecuación (7.15).
- vi) Finalmente, se almacena el máximo valor de  $\theta_{rms}$  correspondiente a cada desequilibrio  $U_{|q_i|}$ .
- vii) El procedimiento se repite para distintos valores de  $|\Gamma_g|$  a fin de obtener los resultados finales que se representan en la Fig. 7.4.

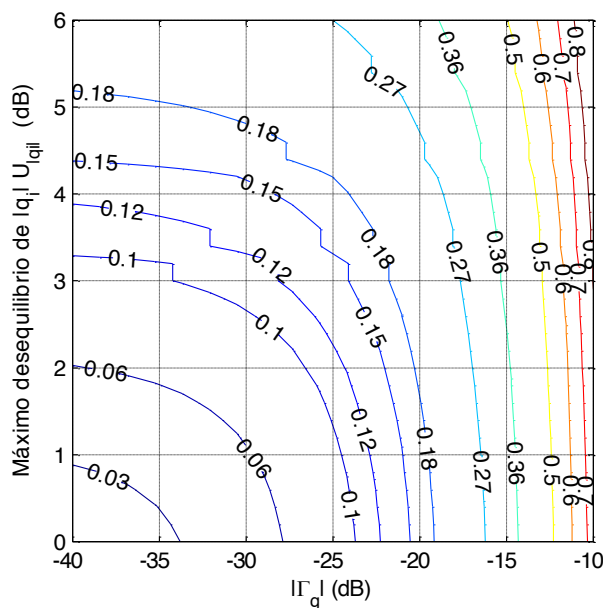


Fig. 7.4: Resultados de amplitud eficaz  $\theta_{rms}$  del error de señal obtenido para el método de tres SS en función de la imperfección del puerto de referencia  $|\Gamma_g|$  y el desequilibrio  $U_{qij}$  de  $|q_i|$ .

Desde el punto de vista del diseñador del circuito de seis puertos, resulta beneficioso acotar cuál sería el peor escenario para ciertos valores de imperfección del hardware  $|\Gamma_g|$  y  $U_{qij}$  a partir del diagrama de contorno de Fig. 7.4. Esta gráfica se puede emplear para determinar el máximo valor permisible de  $|\Gamma_g|$  y  $U_{qij}$  para que un SPDR calibrado con tres SS funcione adecuadamente. Se comprueba que, si  $|\Gamma_g| < -15$  dB, es importante minimizar el desequilibrio de  $|q_i|$  a fin de evitar que la calidad de recepción se degrade de forma notable. Fuera de dicha región, la imperfección del puerto de referencia de OL es la fuente de error más importante. Por último, conviene resaltar la coherencia entre los resultados que se obtienen para la técnica de tres SS en un diseño perfectamente equilibrado ( $U_{qij}=0$  dB) y el valor de  $\theta_{rms}$  que consigue el método de cuatro SS con  $\angle \Gamma_g = 180^\circ$  (Fig. 7.2).

### 7.3.3 Efectos en la SER del receptor

La consecuencia final de la distorsión que introducen los algoritmos estudiados en este Capítulo consiste en una degradación de la SER del receptor. En esta sección, la relación entre las no idealidades hardware del SPDR y la tasa de error se va a analizar a través del parámetro intermedio  $\theta_{rms}$  descrito con anterioridad, desde una perspectiva similar a la aplicada en [97].

Bajo la hipótesis de un canal de propagación con ruido aditivo, blanco y gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), el valor de los pares  $s_{RX}(m) = [I(m), Q(m)]$  calculados por el receptor se puede modelar a través de la ecuación (7.17).

$$s_{RX}(m) = s_{TX}(m) + e_{rms} \cdot e^{j \cdot \psi(m)} + n_r(m) + j \cdot n_i(m) \quad (7.17)$$

En esta fórmula, los parámetros  $n_i(m)$  y  $n_r(m)$  son, respectivamente, las componentes en fase y en cuadratura de las muestras de ruido,  $s_{TX}(m)$  son los pares  $(I, Q)$  transmitidos y  $\psi$  es la fase del vector de error de señal que generan las imperfecciones hardware. A causa de la variabilidad del canal y los errores de sincronización en frecuencia y fase, como se ha explicado en los comentarios a la fórmula (7.15), hay que tener en cuenta que utilizar  $e_{rms}$  en la ecuación (7.17) representa el hecho de que sucesivas transmisiones de un mismo símbolo aparecen en posiciones muy diferentes del plano  $(I, Q)$  y, por tanto, la distorsión que introduce el SPDR se puede aproximar como un error aleatorio. Sin embargo, el valor de  $\psi$  se ha seleccionado, en cada caso, para producir la peor situación posible en términos de SER. Esto quiere decir que, dados unos valores de  $e_{rms}$  y relación señal a ruido por bit  $E_b/N_0$ , para cada símbolo de la constelación se ha elegido el valor de  $\psi$  que maximiza la probabilidad de error.

La Fig. 7.5 muestra los resultados de la simulación de SER en función de  $E_b/N_0$  en presencia de distintos valores de  $e_{rms}$ . Estos datos se han calculado para varios esquemas de modulación digital (QPSK, 8PSK y 16QAM). Para obtener estas gráficas, se ha asumido que el símbolo más externo de la constelación recibida siempre tiene amplitud unidad.

Las curvas de la Fig. 7.5 revelan que las no idealidades del SPDR hacen al sistema de comunicaciones más vulnerable ante el ruido. Este efecto se puede entender como una penalización equivalente en términos de la relación señal a ruido  $E_b/N_0$  necesaria para alcanzar una cierta SER. La Tabla 7.2 detalla esta penalización para una SER de  $10^{-4}$ . Se observa que, para un valor de  $e_{rms}$  determinado (por ejemplo,  $e_{rms}=0.06$ ), esquemas de modulación complejos como 16QAM sufren de una mayor penalización de  $E_b/N_0$  que los esquemas más simples como QPSK (1.85 dB frente a 0.77 dB). Por este motivo, la recepción de señales moduladas digitalmente mediante esquemas complejos requiere un  $e_{rms}$  bajo a fin de evitar una degradación severa de las prestaciones del receptor. Por lo tanto, también es necesario satisfacer requisitos más estrictos en cuanto a los valores de  $|G_g|$  y  $U_{|q_i|}$ . Para los circuitos de SPDR habituales puede resultar complicado alcanzar estos objetivos en un amplio rango de frecuencias con un coste razonable. De hecho, en la Fig. 7.4 se comprueba que las especificaciones que aseguran una penalización de  $E_b/N_0$  por debajo de 1 dB (correspondiente a  $e_{rms}<0.04$  para 16QAM según la Tabla 7.2) se sitúan en la región  $|G_g|<-25$  dB, donde el comportamiento del receptor es bastante sensible tanto a la imperfección del puerto de referencia como al desequilibrio de  $|q_i|$ .

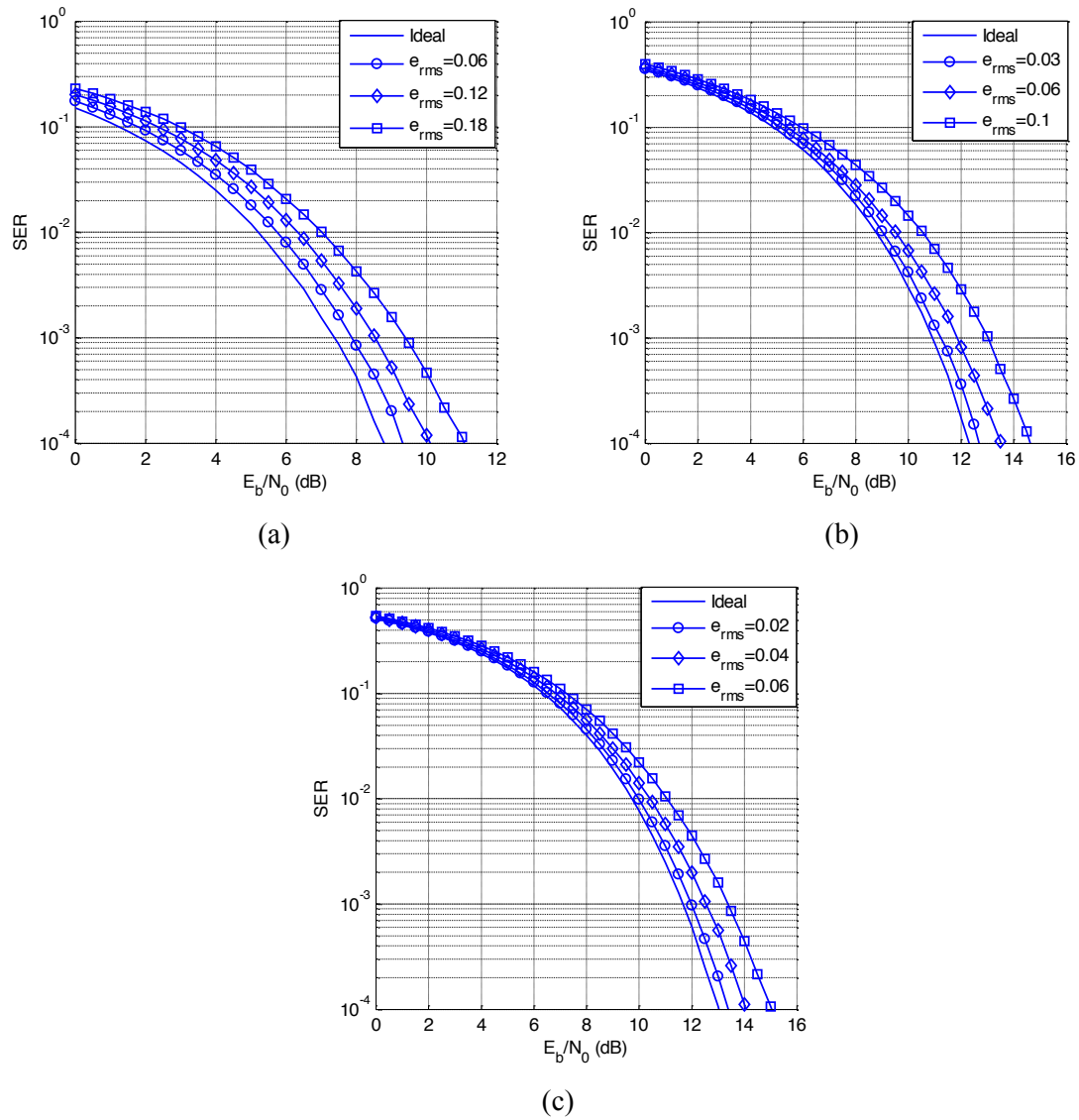


Fig. 7.5: Estimación de la peor SER frente a  $E_b/N_0$  en función de  $e_{rms}$ . (a) QPSK; (b) 8PSK; (c) 16QAM.

Esquema de modulación	$\theta_{rms}$	Penalización de $E_b/N_0$ (dB)
QPSK	0.06	0.77
	0.12	1.48
	0.18	2.35
8PSK	0.03	0.45
	0.06	1.17
	0.1	2.28
16QAM	0.02	0.35
	0.04	1
	0.06	1.85

Tabla 7.2: Penalización equivalente de  $E_b/N_0$  para  $SER = 10^{-4}$  calculada en función de  $\theta_{rms}$  para distintos esquemas de modulación digital.

### 7.3.4 Obtención de especificaciones para el circuito de seis puertos

Las curvas que se han representado en las secciones 7.3.1 – 7.3.3 proporcionan la información necesaria para hallar una serie de especificaciones de diseño del circuito de seis puertos que están relacionadas con el esquema de modulación digital, la máxima penalización de  $E_b/N_0$  permitida  $\Delta E_b/N_0$  y la SER que se pretende conseguir. Con este propósito, se deberían emplear las gráficas presentadas en este trabajo como sigue. En función del esquema de modulación y  $\Delta E_b/N_0$ , el diseñador del SPDR debería usar, en primer lugar, la Fig. 7.5 para obtener una cota superior de  $\theta_{rms}$  que satisfaga la SER deseada. A continuación, para la técnica de tres SS se examinarían las curvas de la Fig. 7.4 a fin de especificar la imperfección del puerto de referencia  $|\Gamma_g|$  y el desequilibrio de  $|q_i| U_{|q_i|}$  que verifiquen el requisito de  $\theta_{rms}$  en caso peor. De forma similar, para la técnica de cuatro SS, se usaría la Fig. 7.2 para calcular el máximo  $|\Gamma_g|$  tolerable.

A modo de ejemplo, si se desea que las imperfecciones del hardware produzcan una penalización de  $E_b/N_0$  inferior a 1.5 dB para una SER de  $10^{-4}$  con modulación QPSK, de la Tabla 7.2 se tiene que  $\theta_{rms}$  debería quedar por debajo de 0.12 en todo el ancho de banda. En el caso de la calibración con tres SS, la Fig. 7.4 muestra que ese nivel de  $\theta_{rms}$  se alcanza en cualquier punto a la izquierda de la curva de contorno  $\theta_{rms} = 0.12$ . Por ejemplo, sería válido un diseño con los  $q_i$  perfectamente balanceados ( $U_{|q_i|} = 0$ ) si  $|\Gamma_g| < -22$  dB. Sin embargo, si el desequilibrio del SPDR asciende a  $U_{|q_i|} = 3$  dB, los requisitos para  $|\Gamma_g|$  se vuelven más estrictos ( $|\Gamma_g| < -28$  dB).



## 8 Receptor de seis puertos implementado con desfasadores paso-bajo

---

### 8.1 Introducción

---

En el estudio de la arquitectura SPDR digital [15], el desarrollo de algoritmos de calibración y demodulación altamente eficientes ha atraído la mayor parte del interés de los investigadores [34,35,36], en detrimento de la circuitería en sí. De hecho, algunos de los circuitos propuestos con anterioridad fueron concebidos como reflectómetros en vez de receptores y, por tanto, presentan un camino directo entre los puertos de OL y RF. Esto no es adecuado para receptores *zero-IF* [5]. Además, la calidad del puerto de referencia está relacionada con el aislamiento de un acoplador, lo que complica utilizar las técnicas de calibración simplificadas en aplicaciones multibanda, como se ha explicado en el Capítulo 7.

La mayoría de los ejemplos de integración monolítica del SPDR han consistido en implementaciones de las topologías clásicas de seis puertos con i) elementos distribuidos en sustratos de elevada permitividad eléctrica [39,89], normalmente a frecuencias superiores a 10 GHz por cuestiones de tamaño o ii) elementos concentrados [98], lo que conduce a circuitos muy complejos, que son bastante sensibles a las tolerancias de fabricación de un circuito integrado.

En contra de este enfoque clásico, que requiere diseñar los detectores a diodo para que actúen como medidores de potencia perfectamente adaptados, en [99] se presentó un reflectómetro *six-port* en tecnología MMIC que aprovecha la elevada impedancia de entrada de los diodos habituales a frecuencias de microondas y milimétricas para conseguir un ancho de banda de funcionamiento entre una y dos octavas. Aunque posteriormente se ha empleado este sencillo circuito como SPDR [38], conviene notar que no satisface la especificación de alto aislamiento entre los puertos de OL y RF mencionada al principio de esta introducción.

En este Capítulo se presenta una nueva estructura de SPDR que, además de compartir las ventajas del reflectómetro publicado en [99], también logra un aislamiento entre los puertos de OL y RF superior a 35 dB en todo el rango de frecuencias de trabajo. Gracias a esto, se puede: i) minimizar las fugas de oscilador local hacia la antena y ii) demodular señales 16QAM con una penalización de SNR inferior a 1 dB ( $SER = 10^{-4}$ ) cuando el receptor se calibra con cuatro SS.

El circuito propuesto se compone de cuatro sencillos desfasadores LC de  $60^\circ$ , cuatro detectores de potencia a diodo (cuya impedancia de entrada es elevada) y un par de resistencias. El funcionamiento de esta estructura se explica con detalle en la sección 8.2. A fin de probar la viabilidad del circuito, se ha construido y caracterizado un prototipo en la banda entre 0.8 y 2.4 GHz, cuyos resultados aparecen en el apartado 8.3. Finalmente, como figura de mérito de las prestaciones de dicho prototipo, se muestran las medidas de la BER del SPDR con señales 16QAM, prestando especial atención a aspectos como la dependencia con la frecuencia de portadora o la mejora de rango dinámico que se consigue tras linealizar la respuesta de los detectores de potencia.

## 8.2 Teoría de funcionamiento de la estructura de SPDR propuesta

---

Gracias a las conclusiones obtenidas en los Capítulos 2 y 7 es posible establecer algunos objetivos de diseño para que un SPDR funcione de forma óptima. En este sentido, si el puerto 4 del receptor queda perfectamente aislado del puerto de RF, de manera que se convierte en un puerto de referencia de OL ideal ( $|I_g^-| = |q_4^{-1}| \rightarrow 0$ ), ocurre lo siguiente: i) se minimiza la propagación de los errores de medida de potencia si  $q_3$ ,  $q_5$  y  $q_6$  están simétricamente colocados en una circunferencia (es decir, misma amplitud y  $120^\circ$  de separación) [1] y ii) se puede recuperar la envolvente compleja de la señal recibida  $A_{RF}(t)$  a partir de las lecturas de potencia relativa  $\rho(t) = P(t)/P_A(t)$  mediante las ecuaciones lineales (7.4 – 7.5). Además se deben evitar las fugas de oscilador local hacia la antena, como en cualquier receptor homodino [5].

Según las estrategias típicas de diseño de receptores de seis puertos, los detectores de potencia deberían estar muy bien adaptados en toda la banda de funcionamiento para que el valor de las constantes  $q_i$  en la ecuación (7.1) esté ligado principalmente a la unión pasiva de seis puertos. El fundamento de este enfoque consiste en que el circuito pasivo de seis puertos se suele construir a partir de dispositivos bastante bien conocidos a frecuencias de microondas y milimétricas, como híbridos, divisores de potencia y líneas de transmisión, de forma que la distribución de  $q_i$  especificada se obtiene con exactitud. Sin embargo, el ancho de banda de RF de estas topologías de SPDR está limitado por i) la complejidad de la unión de seis puertos y ii) las



características de los componentes empleados. Por otro lado, conviene destacar que, aunque usar redes de adaptación sin pérdidas en los detectores de potencia permite minimizar el consumo de potencia y la figura de ruido del receptor, la realidad es que el funcionamiento en banda ancha necesita que los detectores estén adaptados de forma resistiva.

En la Fig. 8.1 – (a) se muestra que en estos receptores clásicos las ondas de OL y RF se combinan en la unión pasiva de seis puertos antes de incidir sobre un único terminal del detector. Por tanto, las pérdidas de inserción entre los puertos de OL y RF están relacionadas con las prestaciones de los acopladores usados en el circuito *six-port*. Ya que la directividad de estos dispositivos se explica por medio de un mecanismo de interferencia destructiva, no es sencillo lograr un buen aislamiento OL-RF en un gran ancho de banda.

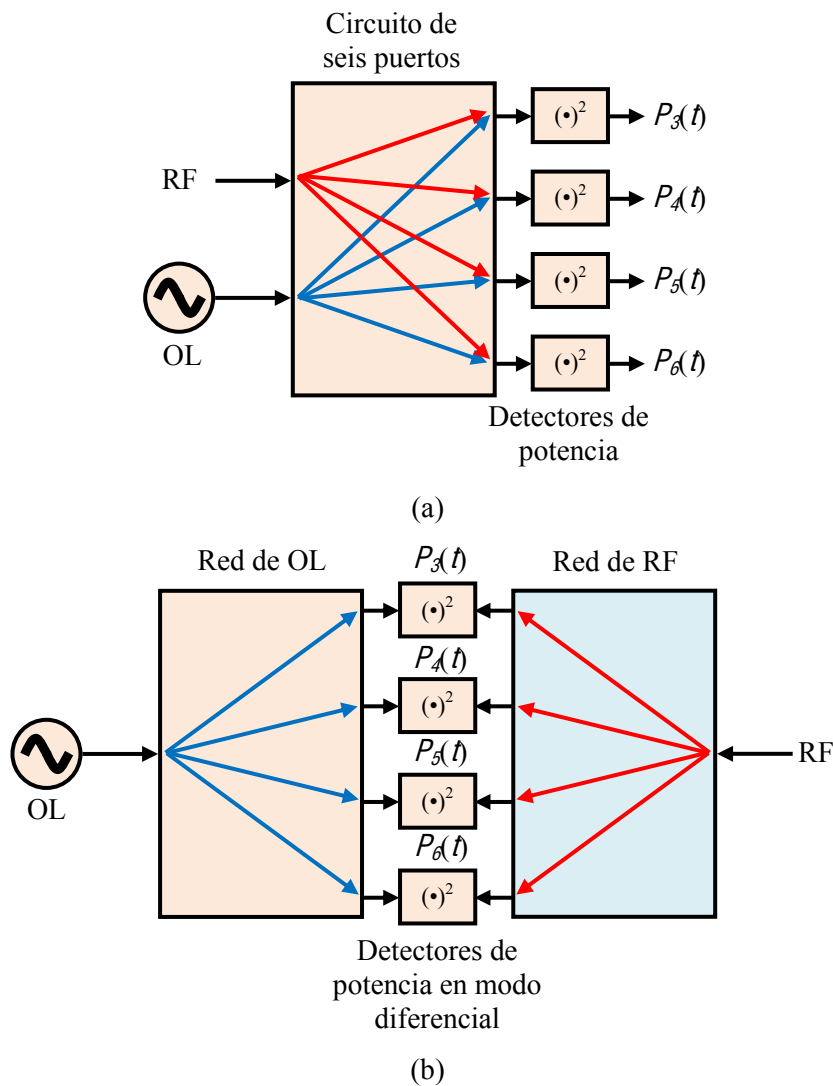


Fig. 8.1: Principio de funcionamiento de un SPDR. (a) Circuitos clásicos; (b) nueva estructura.

El principio de funcionamiento del nuevo SPDR propuesto en este Capítulo es diferente. Como se observa en la Fig. 8.1 –(b), se utilizan dos circuitos pasivos distintos, llamados redes de OL y RF, para distribuir las dos señales de entrada entre cuatro detectores a diodo que trabajan de forma diferencial, en vez de la detección unipolar del caso anterior. Desde esta perspectiva, la atenuación entre los puertos de OL y RF se debe a que el modelo en pequeña señal de los diodos consiste, esencialmente, en una resistencia serie del orden de varios kilohmios. Gracias a esta propiedad se puede alcanzar un elevado aislamiento OL-RF hasta en varias décadas de frecuencia, en función de los parásitos de los diodos. Por otro lado, es necesario resaltar que las redes de OL y RF son circuitos *five-port* y, por tanto, más sencillos de diseñar en un rango de frecuencias amplio que una unión *six-port*.

En la Fig. 8.2 aparece con más detalle la topología que se va a utilizar para llevar a la práctica la estructura genérica de la Fig. 8.1 –(b). Por claridad, en el diagrama se identifican las redes de OL y RF. Hay que resaltar que el circuito pasivo del receptor comprende sólo cuatro desfasadores de  $60^\circ$  adaptados por las resistencias  $R_1, R_2=50 \Omega$  para conseguir un bajo coeficiente de reflexión en los puertos de OL y RF.

Los cuatro detectores a diodo  $D_3 \dots D_6$  (que presentan una elevada impedancia de entrada) se pueden considerar como sondas que muestrean las tensiones que atraviesan la unión desde los puertos de OL y RF sin afectar al funcionamiento del resto de la circuitería de RF. Siguiendo este enfoque, los puertos 3, 5 y 6 pueden ser vistos como puertos diferenciales en vez de unipolares, ya que: i) el detector  $D_3$  muestrea la diferencia de ondas  $a_{OL} e^{-j\pi/3} - a_{RF} e^{-j\pi/3}$ , de donde se deduce que  $q_3=1$ ; ii)  $D_5$  muestrea  $a_{OL} e^{-j2\pi/3} - a_{RF}$ , y de este modo  $q_5 = e^{-j2\pi/3}$  y, de forma similar, iii) para  $D_6$ ,  $q_6 = e^{j2\pi/3}$ . Idealmente, no llega potencia de RF al puerto de OL ni al detector  $D_4$  (que sí trabaja en modo unipolar), con lo que se consigue: i) aislamiento perfecto entre los puertos de OL y RF y ii) puerto de referencia ideal  $|\Gamma_g|=0$ . Por lo tanto, el SPDR satisfaría todas las metas de diseño descritas al comienzo de esta sección.

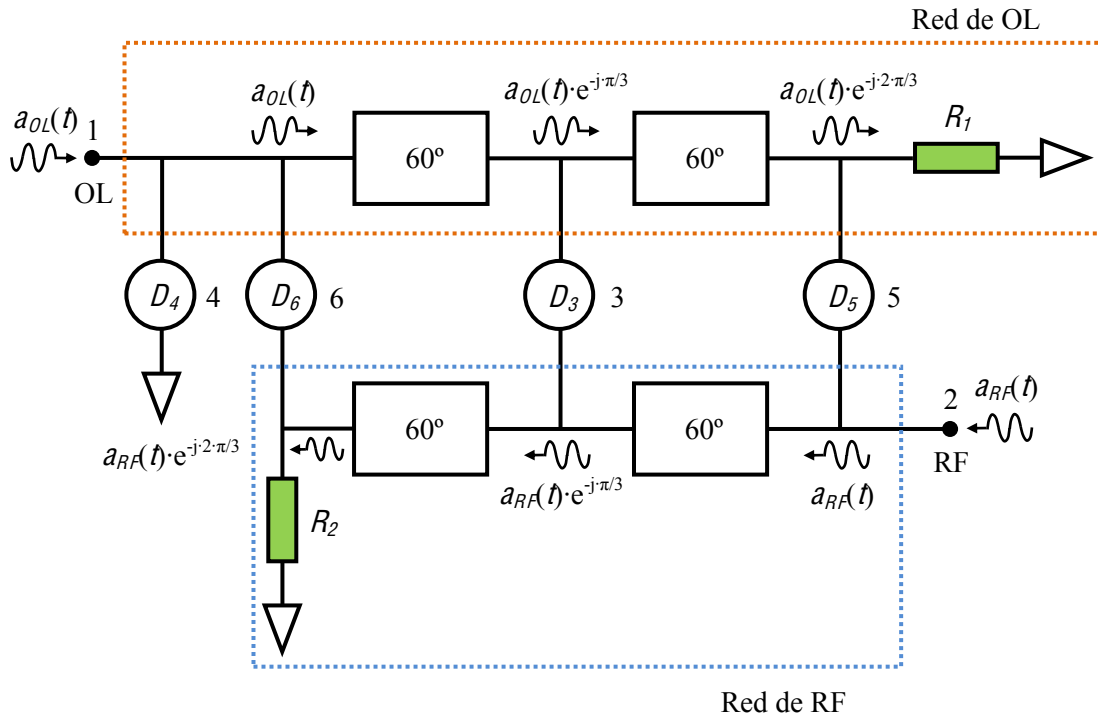


Fig. 8.2: Diagrama de bloques del receptor de seis puertos propuesto.

Es importante resaltar que, aunque el receptor propuesto usa detectores de potencia con alta impedancia de entrada, su sensibilidad resulta comparable a la que consiguen otros esquemas de SPDR multibanda, que emplean detectores adaptados de forma resistiva. Este hecho se explica como sigue. Primero, en la Fig. 8.2 es preciso notar que la impedancia de entrada de los detectores es mucho mayor que  $Z_0=50 \Omega$ , y que, por tanto, se puede despreciar en aras de la simplicidad. Esto es tan sólo una aproximación, ya que los detectores deben presentar una impedancia de entrada finita para que se les entregue algo de potencia y, de esta manera, la detección sea posible. Los desfases están, por ende, adaptados a la impedancia característica  $Z_0$  por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ . Cada terminal de los detectores  $D_3$ ,  $D_5$  y  $D_6$  se puede ver como una carga de valor  $Z_0$  atacada por una fuente cuya impedancia de salida también es  $Z_0$  (ver la Fig. 8.3–(a)), mientras que esto sólo se cumple para uno de los terminales de  $D_4$ . Esto equivale a que los detectores  $D_3$ ,  $D_5$  y  $D_6$  se hallen adaptados de forma resistiva a una fuente de impedancia de salida diferencial  $2 \cdot Z_0=100 \Omega$ , como se observa en la Fig. 8.3–(b), donde  $\theta=-\pi/3$ ,  $\varphi=-\pi/3$  para  $D_3$ ,  $\theta=-2\pi/3$ ,  $\varphi=0$  para  $D_5$  y  $\theta=0$ ,  $\varphi=-2\pi/3$  para  $D_6$ . De forma parecida,  $D_4$  se encuentra adaptado resistivamente a una fuente unipolar de impedancia de salida  $Z_0$ .

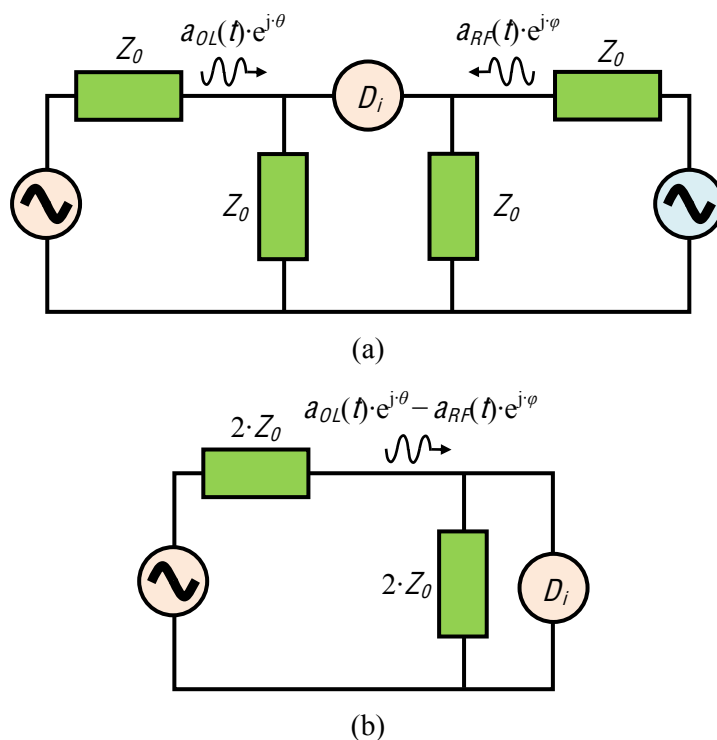


Fig. 8.3: Circuito equivalente simplificado para los detectores de potencia  $D_3$ ,  $D_5$  y  $D_6$ .

### 8.3 Implementación de un prototipo

Con el propósito de demostrar la viabilidad y las ventajas de la estructura de SPDR presentada en este Capítulo, se ha construido un prototipo en la banda de 0.8 a 2.4 GHz que se puede ver en la fotografía de la Fig. 8.4, donde se han resaltado los componentes más importantes. Tras una primera fase de diseño y simulación en ADS, se ha procedido a la construcción con componentes comerciales sobre sustrato FR4 de 0.8 mm de altura. Para evitar limitaciones de tasa binaria originadas por la interacción paso-bajo que se produce debido a la elevada resistencia de salida de los detectores de potencia y la capacidad de entrada del hardware de adquisición de datos, en este prototipo se ha integrado la etapa banda-base de amplificación de las lecturas de potencia junto a la circuitería de radiofrecuencia. Esto permite que el ancho de banda a la salida de los detectores supere los 10 MHz.

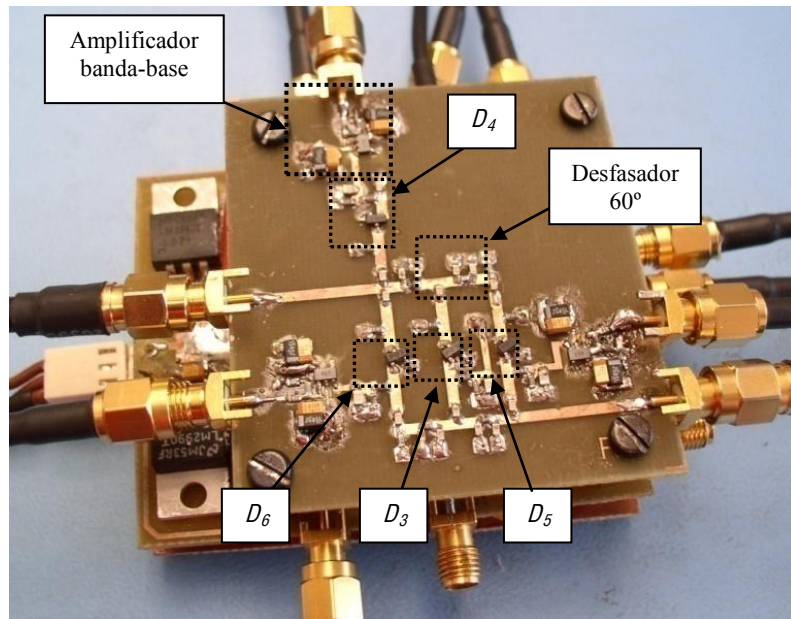


Fig. 8.4: Fotografía del prototipo de SPDR construido.

Los cuatro desfasadores se han implementado mediante una sección LC paso-bajo en pi, diseñada para proporcionar un desfase de  $60^\circ$  a la frecuencia central de 1.6 GHz (Fig. 8.5). En este caso se ha escogido una estructura en pi en vez de en T a fin de minimizar el número de inductores en el circuito, puesto que éstos son los componentes más costosos del prototipo. Dado el carácter paso-bajo del desfasador, su respuesta de fase cambia de forma lineal con la frecuencia. El mismo comportamiento va a aparecer en la fase de las constantes  $q_i$ , como se va a mostrar más adelante.

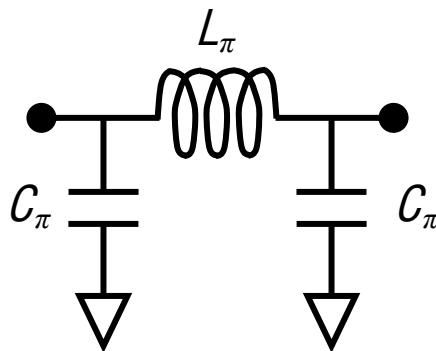


Fig. 8.5: Desfasador paso-bajo de  $60^\circ$  implementado por medio de una sección LC en pi.

Los cuatro detectores de potencia con alta impedancia de entrada  $D_3 \dots D_6$  se basan en el diodo Schottky *zero-bias* HSMS-2850 de Avago Technologies, según el esquema de la Fig. 8.6. Los condensadores de bloqueo de continua  $C$  aíslan la salida de vídeo del detector de la circuitería de RF. Para escoger su valor hay que tener en cuenta tanto la mínima frecuencia de RF de trabajo como la máxima frecuencia de vídeo. La resistencia  $R_{12}$  ofrece un camino de retorno para la corriente detectada. Su valor debería ser suficientemente alto para no cargar al circuito de RF. De

forma similar,  $R_{I1}$  se comporta como una resistencia de aislamiento que evita que el filtro paso-bajo del detector cortocircuite las señales de RF con masa.

La corriente detectada fluye a través de las resistencias  $R_{I1}$  y  $R_{I2}$ , la resistencia de vídeo del diodo  $R_V$  y la combinación paralelo de  $R_F$  y  $C_F$ . Normalmente,  $R_V$  es mucho mayor que  $R_{I1}$  y  $R_{I2}$  que pueden ser, por tanto, despreciadas. De este modo, el ancho de banda de vídeo del detector depende, principalmente, del término  $C_F \cdot R_V \cdot R_F / (R_V + R_F)$ . Las resistencias  $R_F$  y  $R_V$  forman un divisor de tensión y por ello la sensibilidad del detector es proporcional a  $R_F / (R_F + R_V)$ .

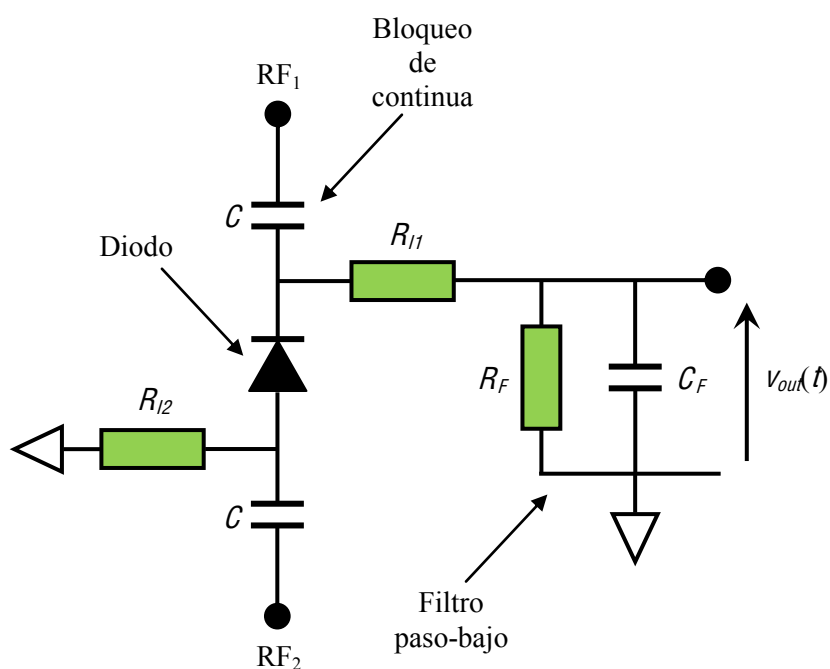


Fig. 8.6: Esquema de detector de potencia a diodo con impedancia de entrada elevada.

Los resultados de simulación de las constantes  $q_i$  del circuito, así como la medida de dichos parámetros (que se ha realizado por medio del método descrito en el Apéndice III) se representan en la Fig. 8.7. A causa de las pérdidas de inserción de los desfasadores,  $|q_6|$  es mayor que  $|q_5|$ , porque al detector  $D_6$  llega menos potencia de RF (y más de OL) que a  $D_5$ . Cabe esperar que las prestaciones del receptor se degraden en los límites de la banda de funcionamiento, donde la diferencia entre las fases de los  $q_i$  se reduce.

La medida de  $|Γ_g| = |q_4^{-1}|$  (obtenida como se explica en el Apéndice III), que se muestra en la Fig. 8.8, está directamente relacionada con el aislamiento entre los puertos de OL y RF del receptor y es inferior a  $-35$  dB para frecuencias por debajo de 2.4 GHz. Al subir la frecuencia, disminuye la impedancia de la capacidad parásita en paralelo de los diodos, de forma que se también se reduce la impedancia serie del componente. Como consecuencia, el aislamiento de los

detectores empeora. A razón de este fenómeno, se produce una mayor fuga de RF hacia el puerto de OL que se manifiesta como un valor más elevado de  $|\Gamma_g|$ .

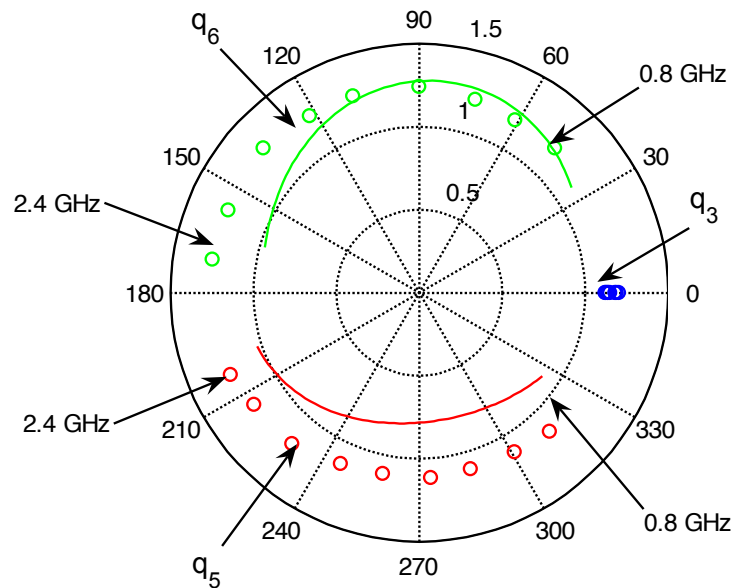


Fig. 8.7: Constantes  $q_i$  del SPDR. Líneas: simulación; círculos: medida. Azul:  $q_3$ ; rojo:  $q_5$ ; verde:  $q_6$ .

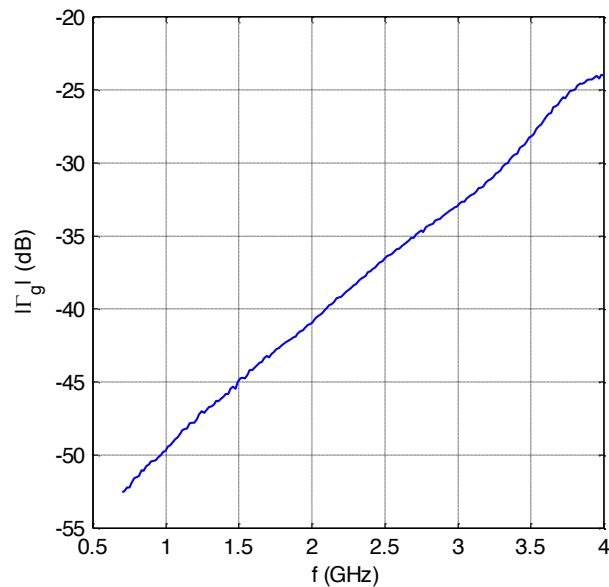


Fig. 8.8: Medida de  $|\Gamma_g|$  del SPDR.

Los parámetros S del receptor medidos hasta una frecuencia de 4 GHz aparecen en la Fig. 8.9. Se consigue buena adaptación ( $< -15$  dB) tanto en el puerto de OL ( $S_{11}$ ) como en el de RF ( $S_{22}$ ). Conviene destacar que el aislamiento OL-RF ( $S_{21}$ ) es mejor que  $-35$  dB en toda la banda de funcionamiento (0.8–2.4 GHz), lo que proporciona una mayor robustez ante algunos problemas típicos de los receptores homodinos, como las fugas de OL hacia la antena o el automezclado de OL.

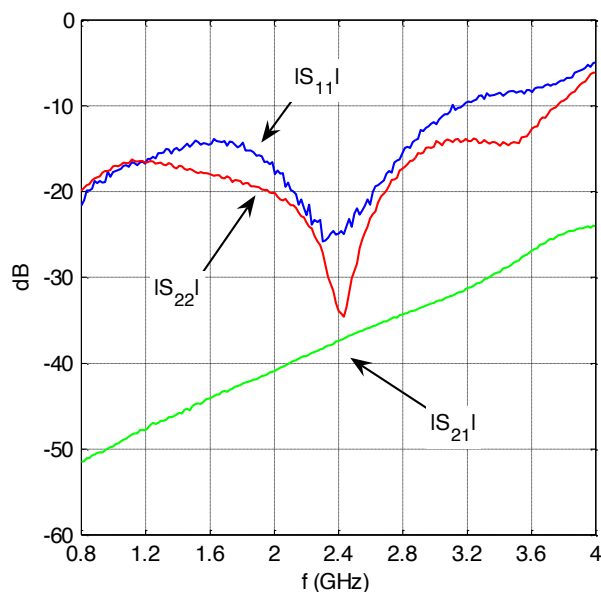


Fig. 8.9: Medida de los parámetros S del SPDR. Azul:  $|S_{11}|$  (adaptación en el puerto de OL); rojo:  $|S_{22}|$  (adaptación en el puerto de RF); verde:  $|S_{21}|$  (aislamiento OL-RF).

#### 8.4 Calibración del SPDR

En el Capítulo 6 se ha explicado que utilizar lecturas de potencia relativa en un SPDR permite reducir los efectos de la inestabilidad del nivel de OL. El mayor inconveniente de este enfoque se encuentra en la complejidad computacional de los métodos de calibración y demodulación basados en reducción de seis a cuatro puertos, como *dual-tone*. Como se ha estudiado en el Capítulo 7, para llevar a cabo esta tarea existen algoritmos simplificados muy eficientes (los métodos de tres y cuatro estándares de señal) cuya contrapartida reside en que presentan requisitos más estrictos en cuanto a los parámetros del hardware del receptor. Aunque estos algoritmos se pueden utilizar incluso si tales requisitos sólo se verifican de forma aproximada, las imperfecciones del hardware (es decir, cualquier desviación con respecto a las especificaciones ideales) introducen errores en el proceso de demodulación que afectan al funcionamiento del receptor. Debido a esto, es preciso analizar los parámetros del SPDR propuesto para decidir cuál es la técnica de calibración y demodulación apropiada.

A fin de estudiar las calibraciones con tres y cuatro estándares de señal, en el Capítulo 7 se han evaluado los resultados que ambas técnicas lograrían en el plano I-Q mediante el cálculo de la amplitud eficaz  $e_{rms}$  del error de señal. Este enfoque no es posible por medio de medidas reales debido a la dificultad para generar y demodular todos los pares I-Q necesarios. Además, conviene recordar que las prestaciones de los métodos de tres y cuatro SS dependen de la posición relativa en el plano I-Q entre el parámetro  $\Gamma_g$  y los estándares de señal, que resulta difícil de controlar en un montaje real. Por tanto, la única forma viable de estimar  $e_{rms}$  para el receptor de seis puertos que



se ha construido en esta Tesis consiste en aplicar los resultados del Capítulo 7 sobre las medidas de  $q_i$  y  $\Gamma_g$  del prototipo.

En la Fig. 8.10 se ha calculado el valor de  $\theta_{rms}$  para la técnica de cuatro SS a partir de la medida de  $|\Gamma_g|$  y la curva de la Fig. 7.2 correspondiente al caso peor de  $\angle\Gamma_g$ . La situación más desfavorable tiene lugar a 2.4 GHz, donde  $|\Gamma_g|$  se acerca a los  $-35$  dB y  $\theta_{rms}$  se encuentra en torno a 0.018. De la Tabla 7.2 se deduce que, gracias al reducido valor de  $|\Gamma_g|$ , las no idealidades del hardware producirían una aceptable penalización de SNR inferior a 1 dB para 16QAM.

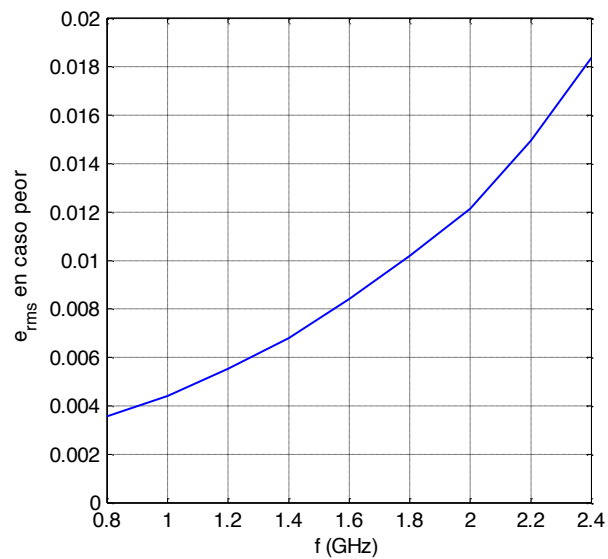


Fig. 8.10: Valor de  $\theta_{rms}$  en caso peor para el método de cuatro SS, calculado a partir de las medidas de  $|\Gamma_g|$  del SPDR.

Con el propósito de averiguar si es posible una mayor simplificación de los algoritmos del receptor, en la Fig. 8.11 se han representado las amplitudes de las constantes de calibración del método de cuatro estándares de señal  $|A_i|$  y  $|C_i|$ , que han sido obtenidas a partir de las constantes  $q_i$  y  $|\Gamma_g|$ . Se observa que el valor típico de  $|C_i|$  se halla alrededor de 0.2 y resulta demasiado grande para despreciar dicho parámetro en la región  $P + Q^2 < 1$ . A causa de esto, no es factible suponer  $C_r = C_i = 0$  en las fórmulas (7.4–7.5) para utilizar el método de tres estándares de señal.

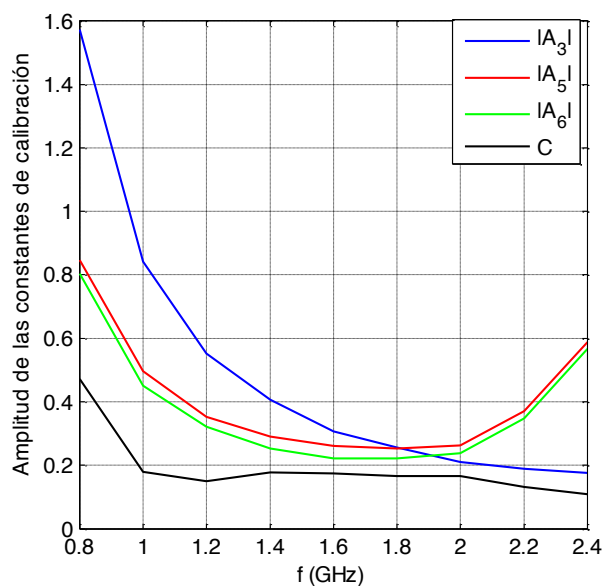


Fig. 8.11: Módulo de las constantes  $A_j$  y  $C$  del método de cuatro SS, halladas a partir de las medidas de  $q_j$  y  $\Gamma_p$  del SPDR.

## 8.5 Resultados experimentales del SPDR sin linealización

Para demostrar el correcto funcionamiento del prototipo, tras el análisis preliminar de la sección anterior se van a presentar unos primeros resultados experimentales del funcionamiento del SPDR. La Fig. 8.12 muestra un diagrama del montaje empleado con este propósito. Como fuentes de oscilador local y de señal de radiofrecuencia modulada se han utilizado dos generadores de microondas de instrumentación, que trabajan con una referencia de frecuencia común para minimizar los errores de frecuencia. El tercer elemento del que consta el sistema de prueba es un PC con entorno MATLAB que incluye una tarjeta de adquisición de datos de cuatro canales. Este PC se encarga de las siguientes funciones: i) controlar la instrumentación a través de un bus GPIB; ii) digitalizar las salidas de los detectores de potencia; iii) ejecutar los procedimientos de calibración y demodulación y iv) medir la BER del receptor.

En la Fig. 8.13 se representa la BER del receptor a la frecuencia central de la banda de trabajo  $f=1.6$  GHz para una modulación 16QAM. A fin de obtener las constantes de calibración del sistema se ha empleado el método de cuatro estándares de señal. Los pares  $(I, Q)$  usados como estándares son tres símbolos de una QPSK  $\mathcal{S}(m)=\{1, j, -j\}$  ( $m=1..3$ ) además del estado  $\mathcal{S}(4)=0$ , correspondiente a una situación en la que no se inyecta potencia de RF en el SPDR. La transmisión de estos estándares de señal en forma de secuencia de entrenamiento se ha repetido periódicamente para absorber los errores de sincronización en frecuencia y fase entre los dos generadores de señal. La tasa de muestreo del hardware de adquisición de 2.5 MS/PS por canal limitaba la velocidad de

símbolo a un máximo de 1 MBaudio. Esto permite alcanzar un régimen binario de 4 Mbps en una transmisión 16QAM, que agrupa cuatro bits por símbolo.

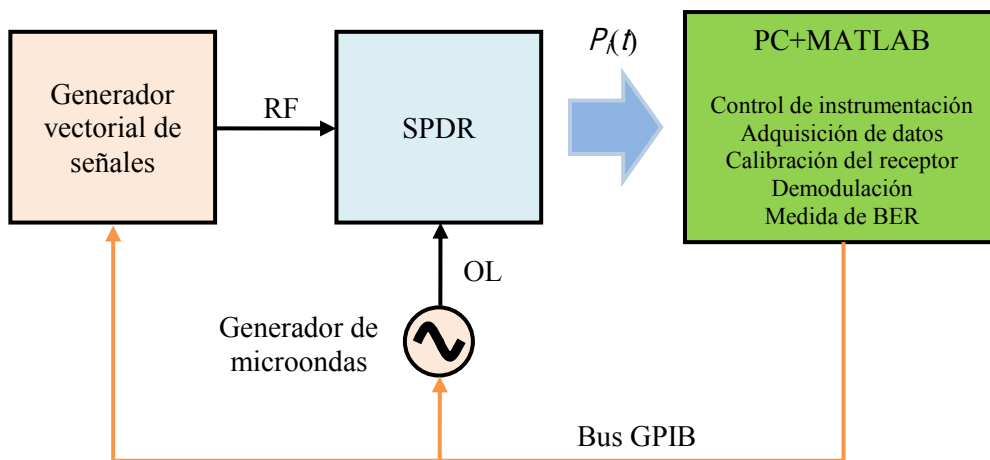


Fig. 8.12: Montaje experimental para la caracterización del SPDR.

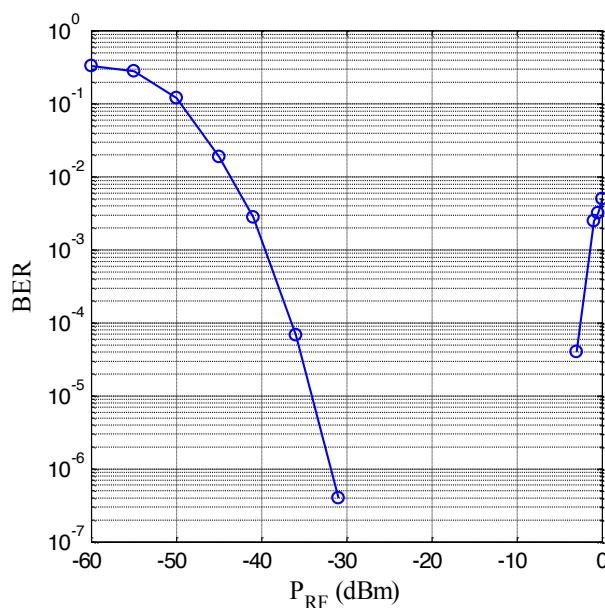


Fig. 8.13: Medida de BER de para el SPDR a  $f=1.6$  GHz. La señal recibida presenta una modulación 16QAM y el receptor se ha calibrado con cuatro SS.  $P_{OL}=-8.5$  dBm.

El nivel de oscilador local que se ha utilizado durante las pruebas es  $P_{OL}=-8.5$  dBm, pues permitía alcanzar un rango dinámico óptimo de 38.5 dB ( $-40 < P_{RF}$  (dBm)  $< -1.5$ ) para una BER de  $10^{-3}$ . Esta potencia de oscilador es consistente con el análisis realizado en el Capítulo 6. Con el propósito de explicar esto, se ha representado la compresión de ganancia de los detectores de potencia  $\theta_{Gi}$  (dB) en la Fig. 8.14. Este parámetro se define como:

$$e_{Gi}(P_{in}) = 20 \cdot \log \frac{G_i(P_{in})}{G_i(0)} \quad (8.1)$$

donde  $G(P_{in})$  son las medidas de ganancia en mV/mW que se registran para una determinada potencia de entrada al receptor y  $G(0)$  se corresponde con el valor de la ganancia en pequeña señal. Se comprueba que hay un error de 1 dB en las lecturas de potencia cuando  $P_{in} = P_{1dB} = 0$  dBm. Por tanto, según los resultados del Capítulo 6, el valor de  $P_{OL}$  más adecuado se sitúa entre 6 y 21 dB por debajo de  $P_{1dB}$ , es decir, en el rango desde  $-21$  a  $-6$  dBm.

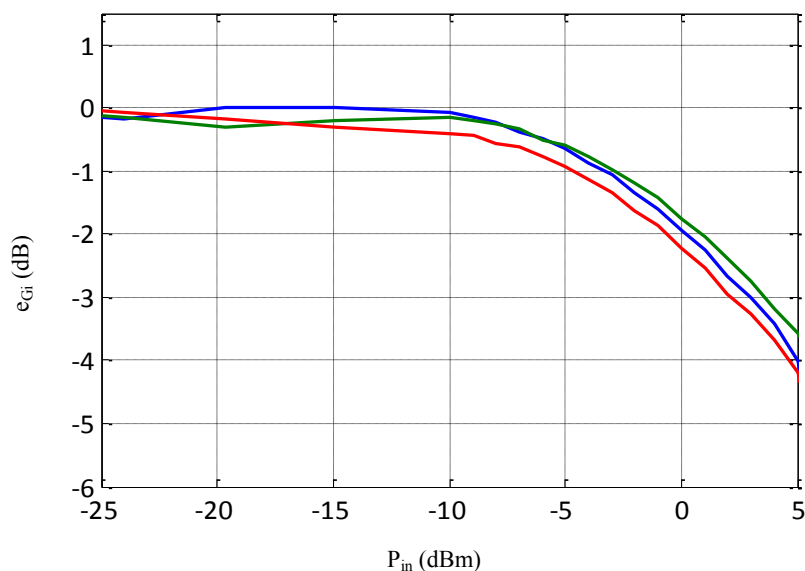


Fig. 8.14: Medida de la respuesta de los detectores de potencia del SPDR en función de la potencia de entrada  $P_{in}$ . Se inyecta señal únicamente por el puerto de OL.  $f = 1.6$  GHz. Curva azul: puerto 3; curva verde: puerto 5; curva roja: puerto 6.

Con respecto a la Fig. 8.13 es preciso notar lo siguiente:

- i) Para conseguir una BER de  $10^{-3}$  ( $SER \approx 4 \cdot 10^{-3}$ ) se necesita una potencia  $P_{RF} \approx -40$  dBm. Dicha tasa de error se corresponde en la Fig. 7.5-(c) con una  $E_b/N_0 \approx 11$  dB (es decir, una SNR de 17 dB). Por tanto, el suelo de ruido del sistema se sitúa alrededor de unos  $-120$  dBm/Hz, muy por encima del nivel de ruido térmico ( $-174$  dBm/Hz). Este hecho está relacionado con el circuito equivalente de los detectores de potencia (ver la Fig. 8.3), que muestra una red resistiva de adaptación de impedancia cuyas pérdidas desplazan el rango dinámico de funcionamiento hacia potencias más altas.
- ii) A partir de una potencia  $P_{RF} = -5$  dBm ocurre una rápida degradación de la BER, que se debe a la distorsión que introducen los detectores de potencia cuando su punto de trabajo se aleja de la región de ley cuadrática. Este fenómeno se ilustra en la Fig. 8.15, que compara la constelación obtenida para  $P_{RF} = -10$  dBm con un resultado muy distorsionado para  $P_{RF} = 0$  dBm. La desviación con respecto a ley cuadrática que presentan los detectores a diodo está entre los problemas más importantes en los

receptores multipuerto, porque impone una fuerte restricción de rango dinámico de funcionamiento (ver el Capítulo 6). Una forma habitual de mitigar este problema consiste en utilizar técnicas software de linealización [38,100,101]. Por ello, en la sección siguiente se va a estudiar un algoritmo de este tipo y su efecto sobre las prestaciones del receptor en alta potencia.

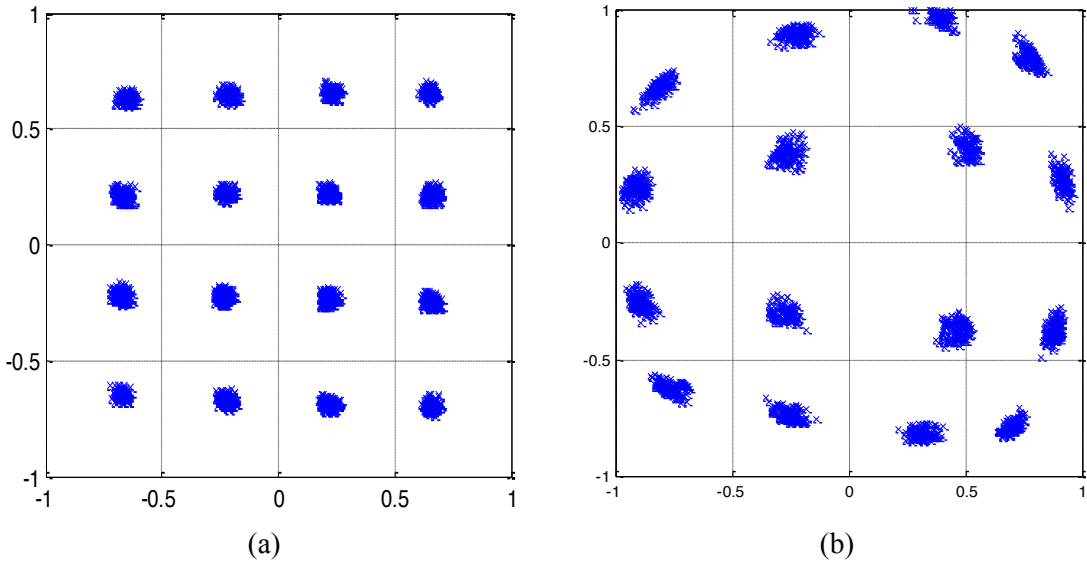


Fig. 8.15: Constelación obtenida por el SPDR.  $f=1.6$  GHz;  $P_{OL}=-8.5$  dBm. (a)  $P_{RF}=-10$  dBm; (b)  $P_{RF}=0$  dBm.

## 8.6 Linealización de la respuesta de los detectores de potencia del SPDR

A consecuencia de la degradación de BER que se observa en la curva de la Fig. 8.13 para  $P_{RF} > -5$  dBm, resulta interesante aplicar un algoritmo software de linealización de las lecturas de potencia.

En una situación en la que los detectores funcionen según una característica ideal de ley cuadrática, la tensión  $V_i(t)$  a su salida es proporcional a  $P_i(t)$ :

$$V_i(t) = G_i \cdot P_i(t) \quad (8.2)$$

donde  $G_i$  es la ganancia del  $i$ -ésimo detector en pequeña señal. Sin embargo, en un caso real la ganancia de detección se comprime cuando crece la potencia, como se ha detallado en la Fig. 8.14. A fin de optimizar el funcionamiento del SPDR en el rango  $P_{RF} > -5$  dBm se necesita corregir las salidas  $V_i(t)$  de los detectores de potencia a través de un algoritmo de la forma de la ecuación (8.3).

$$V_{LIN,i}(t) = c_i(V_i(t)) \cdot V_i(t) \quad (8.3)$$

siendo  $V_{LIN,i}$  la tensión linealizada y  $c_i(V_i)$  la función de corrección.

El método usado en esta Tesis para hallar la función  $c_i(V_i)$  que aparece en la expresión (8.3) es similar a la técnica propuesta en [101], y consiste en generar una tabla de interpolación para  $c_i(V_i)$  como sigue: i) no se inyecta oscilador local en el receptor; ii) para una potencia de RF  $P_{RF} = P_{ref}$  de referencia, suficientemente baja para trabajar bajo la aproximación de ley cuadrática (es decir, que se cumpla la ecuación (8.2)), se registra la salida  $V_{i,ref}$  de los detectores; iii) se incrementa progresivamente  $P_{RF}$  en pasos de  $\Delta P$  dB, de manera que para el  $k$ -ésimo valor  $V_{i,k}$  de  $V_i$  se calcula la correspondiente corrección  $c_{i,k}$  por medio de:

$$c_{i,k} = \frac{10^{k \cdot \Delta P / 10} \cdot V_{i,ref}}{V_{i,k}} \quad (8.4)$$

Durante el funcionamiento normal, se utilizaría esta tabla de datos  $[V_{i,k}, c_{i,k}]$  con el fin de encontrar mediante interpolación lineal la corrección adecuada para un cierto valor de  $V_i(t)$ :

$$c_i(t) = c_{i,m} + \frac{c_{i,m+1} - c_{i,m}}{V_{i,m+1} - V_{i,m}} \cdot (V_i(t) - V_{i,m}) \quad V_{i,m} < V_i(t) < V_{i,m+1} \quad (8.5)$$

en contraste con [101], donde se emplea un polinomio de interpolación. Finalmente, el SPDR trabajaría con la versión corregida de las salidas de los detectores  $V_{LIN,i}(t)$  en vez de  $V_i(t)$ .

En la Fig. 8.16 se ha representado la constelación que se registra a la salida del receptor cuando se aplica la función de corrección sobre las lecturas de potencia. Se comprueba que los símbolos se disponen en una rejilla más rectilínea que en la Fig. 8.15, lo que permite anticipar una cierta mejora de las prestaciones del SPDR.

Para evaluar la reducción de BER que consigue el procedimiento de linealización, se vuelve a medir la tasa de error del receptor y en la Fig. 8.17 se compara el resultado obtenido con la gráfica de la Fig. 8.13. Como cabía esperar, se observa escasa diferencia a las potencias de RF más bajas (ver Fig. 8.17-(a)). En cambio, la tasa de error cae sensiblemente en la región  $P_{RF} > -5$  dBm. Por ejemplo, para  $P_{RF} = -3$  dBm se alcanza una disminución de  $4 \cdot 10^{-5}$  a  $2 \cdot 10^{-6}$  mediante linealización, como se aprecia en la Fig. 8.17-(b). Sin embargo, la mejora de rango dinámico es pequeña (en torno a 1 dB para  $BER = 10^{-3}$ ). A fin de lograr una mayor extensión del rango dinámico de trabajo se requeriría emplear soluciones de tipo hardware. En este sentido, la

sustitución de los diodos como elementos detectores por dispositivos FET (*Field Effect Transistor*) es una alternativa prometedora, puesto que el límite de la región de ley cuadrática de estos componentes se encuentra a potencias más elevadas [100].

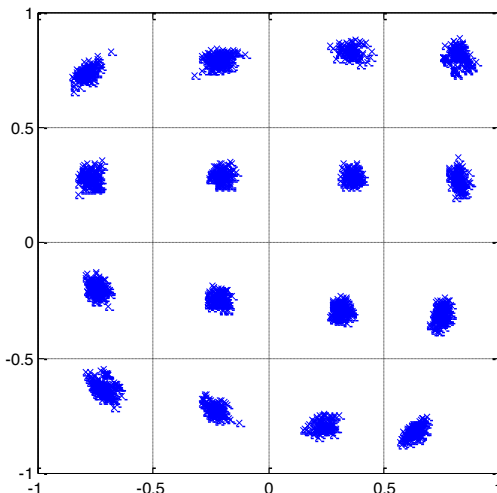


Fig. 8.16: Constelación obtenida por el SPDR para  $P_{RF}=0$  dBm.  $f=1.6$  GHz;  $P_{OL}=-8.5$  dBm. Las lecturas de potencia han sido corregidas mediante el algoritmo de linealización.

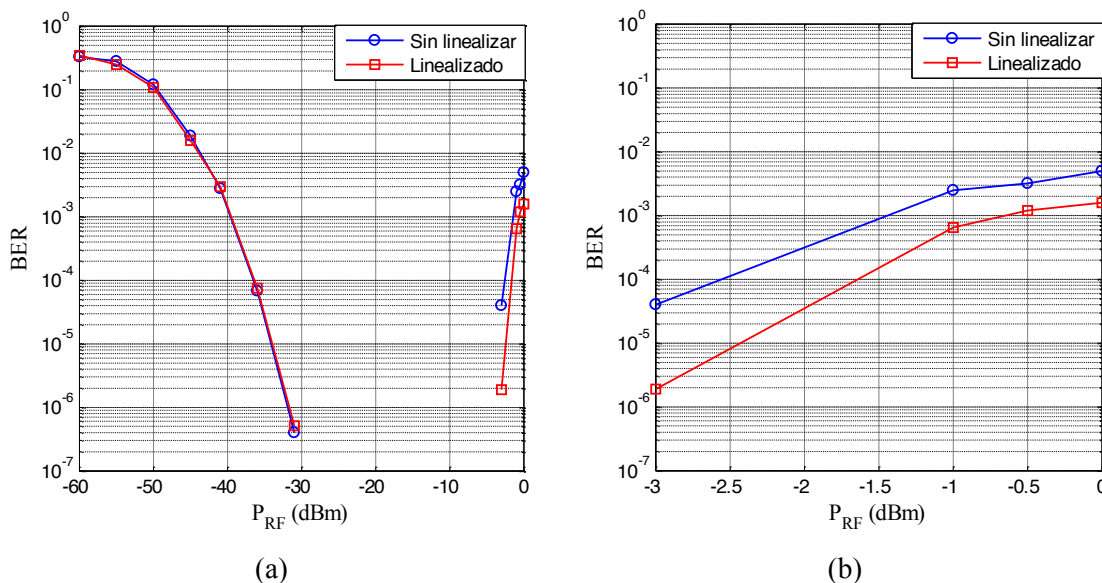


Fig. 8.17: Efecto de la linealización de los detectores de potencia sobre la BER del SPDR. La señal recibida presenta una 16QAM.  $f=1.6$  GHz;  $P_{OL}=-8.5$  dBm. (a)  $-60 < P_{RF}(\text{dBm}) < 0$ ; (b)  $-3 < P_{RF}(\text{dBm}) < 0$ . Curva azul: sin linealizar; curva roja: tras la corrección.

## 8.7 Estudio de las prestaciones del SPDR en función de la frecuencia de funcionamiento

En los apartados anteriores se ha caracterizado el rango dinámico de funcionamiento del receptor a la frecuencia central de la banda de trabajo  $f=1.6$  GHz. Tras analizar las medidas de BER para potencias de RF superiores a  $-5$  dBm, se ha demostrado la necesidad de implementar un algoritmo de linealización, con el que se ha conseguido cierta reducción de la tasa de error. Sin embargo, aún no se ha evaluado cómo varían las prestaciones del receptor multibanda con la frecuencia. Por tanto, para completar el estudio se ha medido la BER en los límites de la banda de funcionamiento del SPDR  $f=0.8$  GHz y  $f=2.4$  GHz durante una transmisión 16QAM cuando  $P_{OL}=-8.5$  dBm. A fin de optimizar el comportamiento del prototipo en el rango superior de potencias, se ha aplicado el algoritmo de linealización sobre las salidas de los detectores.

Los resultados de estas medidas se exponen en la Fig. 8.18. Se comprueba que, mientras que a  $f=1.6$  GHz se consiguen 39 dB de rango dinámico ( $P_{RF}=-39.6$  a  $-0.6$  dBm) para una BER inferior a  $10^{-3}$ , en los límites de la banda (donde los  $q_i$  están situados más cerca entre sí) el rango dinámico del receptor se reduce a 37.3 dB para  $f=2.4$  GHz ( $P_{RF}=-38$  a  $-0.7$  dBm) y 30.7 dB para  $f=0.8$  GHz ( $P_{RF}=-33.3$  a  $-2.6$  dBm).

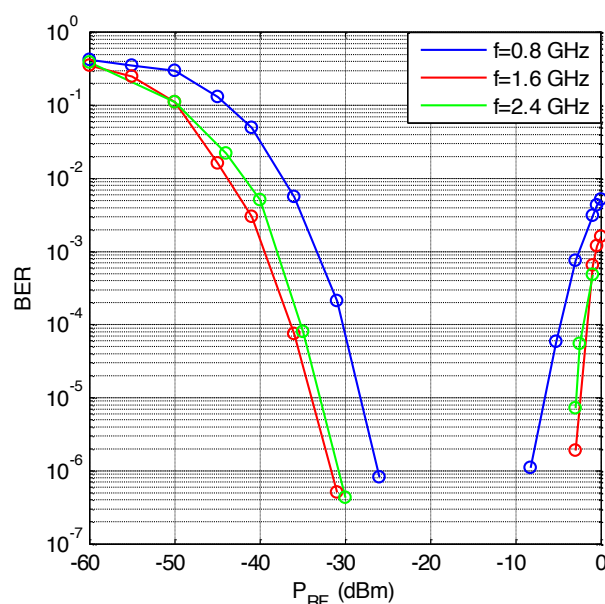


Fig. 8.18: Medida de la BER del SPDR frente a la frecuencia de portadora para una modulación 16QAM. Las salidas de los detectores de potencia han sido corregidas mediante linealización.  $P_{OL}=-8.5$  dBm. Curva azul:  $f=0.8$  GHz; curva roja:  $f=1.6$  GHz; curva verde:  $f=2.4$  GHz.



Para encontrar la causa de este comportamiento es preciso rescribir las fórmulas de demodulación (7.4–7.5) correspondientes al método de cuatro SS para adaptarlas a una situación real:

$$A_{RF}(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = \sum_{i=3,5,6} A_i \cdot [p_i(t) + \Delta p_i(t)] + C \quad (8.6)$$

donde  $\Delta p_i(t)$  son términos de error de medida de potencia.

En la ecuación (8.6),  $\Delta p_i(t)$  están escalados por las constantes de calibración  $A_i$ , que gobiernan el efecto de los errores de medida de potencia sobre las características del receptor. Con el fin de optimizar la relación señal a distorsión y ruido SDNR (*Signal to Distortion and Noise Ratio*) a la salida del algoritmo de demodulación, habría que minimizar el valor de  $|A_i|$ . Sin embargo, cuando las constantes  $q_i$  están muy próximas entre sí, lo que sucede a  $f=0.8$  GHz y  $f=2.4$  GHz, las tres lecturas de potencia relativa  $p_i(t)$  resultan muy similares. A causa de esto, el condicionamiento del problema empeora y crece  $|A_i|$  para que se pueda hallar la envolvente compleja  $A_{RF}(t)$  a partir de las pequeñas diferencias entre  $p_i(t)$ . Por el contrario, cuando las constantes  $q_i$  del SPDR quedan simétricamente distribuidas en el plano complejo, las amplitudes  $|A_i|$  tienden a ser menores. Esto se comprueba en la Fig. 8.11, donde se enseña que los valores de  $|A_i|$  calculados en función de  $q_i$  son mayores en los límites de la banda que a la frecuencia central de la misma. La consecuencia de esto es una mayor sensibilidad a los errores de potencia a  $f=0.8$  GHz y  $f=2.4$  GHz. De este modo se explica que las prestaciones a dichas frecuencias sean peores que a  $f=1.6$  GHz.

## 8.8 Conclusiones

---

La estructura de receptor *six-port* que se ha desarrollado en este Capítulo consigue una importante simplificación de la circuitería pasiva por medio de un esquema de detección diferencial. De esta manera, la única conexión posible entre los puertos de OL y RF tiene lugar a través de los detectores de potencia. Gracias a la elevada impedancia serie de los diodos usados en los detectores a frecuencia de microondas y milimétricas, estos elementos presentan grandes pérdidas de inserción que contribuyen a lograr un buen aislamiento OL-RF en un amplio rango de frecuencias.

Con el propósito de probar los beneficios que ofrece este enfoque alternativo, se ha construido un prototipo de SPDR en la banda de 0.8–2.4 GHz. Para mejorar el comportamiento

del receptor a potencias elevadas, se han corregido las lecturas de potencia mediante un algoritmo software de linealización. Si bien se alcanza un rango dinámico de 39 dB para una  $BER \leq 10^{-3}$  a la frecuencia central de la banda de funcionamiento, las prestaciones del sistema se estropean en los límites de la misma, donde el rango dinámico disminuye hasta los 30 dB debido a una peor distribución de los parámetros  $q_i$  en el plano complejo.

## 9 Receptor de cinco puertos implementado con desfasadores paso-bajo y paso-alto

---

### 9.1 Introducción

---

En el Capítulo 8 se ha presentado un SPDR multibanda que consigue un elevado aislamiento entre los puertos de OL y RF, además de una gran facilidad de implementación en tecnología MMIC. Estos logros han sido posibles gracias a una novedosa estructura de receptor multipuerto que emplea un esquema diferencial de detección de potencia a fin de evitar que las señales de OL y RF se combinen en el circuito pasivo N-puertos. En consecuencia, la única conexión posible entre los puertos de OL y RF ocurre a través de los detectores a diodo, que muestran unas notables pérdidas de inserción debido a su gran impedancia de entrada. En virtud de este enfoque, se ha simplificado la circuitería pasiva del SPDR, que se compone tan sólo de cuatro desfasadores de  $60^\circ$  paso-bajo. El ancho de banda de funcionamiento de este receptor queda limitado, fundamentalmente, por la diferencia de fase entre las ondas de OL y RF incidentes sobre dos de los detectores a diodo, que se aleja del óptimo ( $120^\circ$ ) en los extremos de la banda, lo que produce una disminución de hasta 9 dB en el rango dinámico del receptor.

Con el objetivo de superar esta restricción de ancho de banda, en este Capítulo se propone un innovador receptor directo *five-port* multibanda que usa dos desfasadores paso-bajo y dos paso-alto para mantener dentro de ciertos límites la diferencia de fases entre las constantes  $q_i$  del circuito. Esta topología conserva el esquema de detección diferencial presentado en el Capítulo 8 para aislar los puertos de OL y RF, pero consigue funcionar en una banda de frecuencias superior a una década, frente al ancho de banda de 3:1 del receptor exclusivamente paso-bajo. Además, como el dispositivo es un cinco puertos (en vez de un seis puertos), requiere tres ADCs en vez de cuatro y posibilita una cierta reducción de la circuitería de RF y banda-base. Como se ha explicado en el Capítulo 6, aunque este enfoque requiere aplicar algoritmos adicionales para compensar el *IQ offset* causado por las fluctuaciones de la potencia de OL, esto no supone un inconveniente en términos de complejidad computacional frente a otros receptores homodinos.

A fin de demostrar la validez de este FPDR como receptor multiestándar y multibanda, se ha construido y medido un prototipo de receptor en la banda de 300 MHz a 2.7 GHz, que abarca importantes estándares de comunicaciones inalámbricas como GSM, UMTS, Bluetooth o LTE.

## 9.2 Fundamentos del FPDR propuesto

---

A lo largo del Capítulo 8 se ha comprobado que, aunque el proceso de calibración del receptor multipuerto es capaz de compensar las imperfecciones del hardware, en la práctica el rendimiento del sistema está supeditado al valor de las constantes  $q_i$ . Para un funcionamiento óptimo, los parámetros  $q_i$  deben situarse equidistantes sobre una circunferencia, lo que implica diseñar desfasadores de  $120^\circ$ . El SPDR del Capítulo 8 utiliza desfasadores paso-bajo que están muy limitados en frecuencia porque presentan una relación lineal entre la frecuencia y la fase. Se ha demostrado que esta respuesta de fase produce una pérdida de rango dinámico de recepción en torno a unos 9 dB en los extremos de una banda de funcionamiento de 3:1. Por tanto, abarcar un rango de frecuencias mayor requiere que el desfase de  $120^\circ$  sea más estable con la frecuencia.

### 9.2.1 Desfasadores paso-bajo/paso-alto

---

Desde principios de la década de 1970 se construyen desfasadores de banda ancha que se componen de circuitos paso-bajo y paso-alto [102]. El principio de funcionamiento de esta tecnología se ilustra en la Fig. 9.1.

Al examinar las características frecuencia-fase  $\theta_{HP}(f)$  de un filtro paso-alto y  $\theta_{LP}(f)$  de un filtro paso-bajo, se observa que las dos presentan una pendiente de signo negativo. Por este motivo, si se calcula la diferencia  $\Delta\theta(f) = \theta_{HP}(f) - \theta_{LP}(f)$  entre ellas, se comprueba que sus variaciones tienden a contrarrestarse. De esta manera, el desfase resultante del proceso es estable con la frecuencia.

La gran ventaja del desfasador paso-bajo/paso-alto se halla en que se puede implementar fácilmente mediante componentes concentrados (es decir, condensadores y bobinas). Como consecuencia:

- i) Se logra un dispositivo de tamaño compacto y apto para la fabricación en tecnología integrada.
- ii) Su uso se puede extender a las bajas frecuencias.

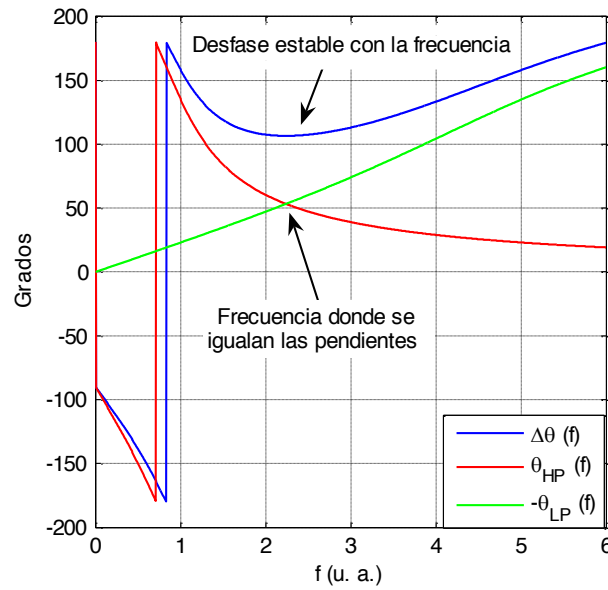


Fig. 9.1: Principio de funcionamiento de un desfasador paso-bajo/paso-alto. Curva azul:  $\Delta\theta(f)$ ; curva roja:  $\theta_{HP}(f)$ ; curva verde:  $-\theta_{LP}(f)$ . La frecuencia se expresa en u. a. (unidades arbitrarias).

## 9.2.2 Descripción de la estructura de FPDR

El concepto de desfasador paso-bajo/paso-alto se aplica en el nuevo FPDR que se propone en la Fig. 9.2. El receptor se compone de cuatro desfasadores, dos paso-bajo y dos paso-alto, que se encuentran adaptados a una impedancia  $2 \cdot Z_0 = 100 \Omega$ , cuatro resistencias  $R_k$  ( $k=1 \dots 4$ ) de valor  $2 \cdot Z_0$  y tres detectores de potencia  $D_3$ ,  $D_4$  y  $D_5$ . Estos detectores se construyen con diodos como los que normalmente se utilizan a frecuencias de microondas y milimétricas y, por ende, poseen una elevada impedancia serie. Gracias a esto se obtiene un gran aislamiento entre los puertos de OL y RF. Por otro lado, para facilitar la explicación del funcionamiento del circuito de la Fig. 9.2, de forma aproximada se puede despreciar el efecto de los detectores sobre el resto de la circuitería de radiofrecuencia.

Puesto que los desfasadores conectados a los puertos de entrada del receptor están adaptados por las resistencias de valor  $2 \cdot Z_0$ , cabe esperar buenas pérdidas de retorno en los puertos de OL y RF. Las ondas de OL  $a_{OL}(t)$  y RF  $a_{RF}(t)$ , que idealmente están enganchadas en frecuencia y fase, viajan a través de estos desfasadores hasta alcanzar los detectores de potencia. Por tanto, las salidas de  $D_i$  se pueden escribir como:

$$P_3(t) = G_3(f_{RF}) \cdot |T_{LP}(f_{RF}) \cdot a_{RF}(t) - T_{HP}(f_{RF}) \cdot a_{OL}(t)|^2 \quad (9.1)$$

$$P_4(t) = G_4(f_{RF}) \cdot |T_{HP}(f_{RF}) \cdot a_{RF}(t) - T_{HP}(f_{RF}) \cdot a_{OL}(t)|^2 \quad (9.2)$$

$$P_5(t) = G_5(f_{RF}) \cdot |T_{HP}(f_{RF}) \cdot a_{RF}(t) - T_{LP}(f_{RF}) \cdot a_{OL}(t)|^2 \quad (9.3)$$

donde  $f_{RF}$  es la frecuencia de portadora,  $G(f)$  son las ganancias de los detectores de potencia y  $T_{LP}(f)$  y  $T_{HP}(f)$  son las respuestas en frecuencia desde los puertos de entrada del receptor hasta la salida de los desfasadores paso-bajo y paso-alto, respectivamente.

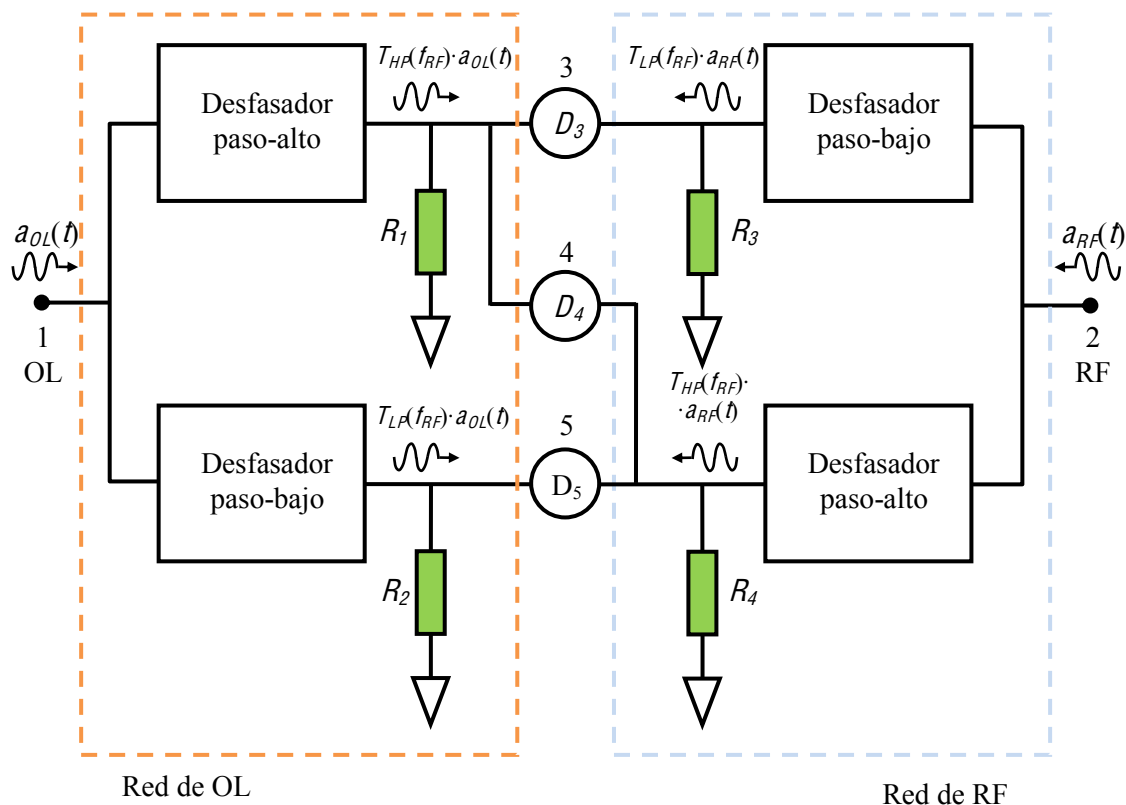


Fig. 9.2: Diagrama de bloques del receptor de cinco puertos propuesto.

Tras manipular las ecuaciones (9.1 – 9.3) se llega a la conocida fórmula para las lecturas de potencia:

$$P_i(t) = K_i(f_{RF}) \cdot |A_{OL}(t)|^2 \cdot |A_{RF}(t) - q_i(f_{RF})|^2 \quad (9.4)$$

en la que  $|A_{OL}(t)|$  es la amplitud de OL,  $A_{RF}(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$  es la envolvente compleja de la señal de RF y el resto de parámetros vienen dados por:

$$K_3(f) = G_3(f) \cdot |T_{LP}(f)|^2 \quad (9.5)$$

$$K_4(f) = G_4(f) \cdot |T_{HP}(f)|^2 \quad (9.6)$$

$$K_4(f) = G_5(f) \cdot |T_{HP}(f)|^2 \quad (9.7)$$

$$q_3(f) = T_{HP}(f)/T_{LP}(f) \quad (9.8)$$

$$q_4(f) = 1 \quad (9.9)$$

$$q_5(f) = T_{LP}(f)/T_{HP}(f) \quad (9.10)$$

Como se ha explicado en el Capítulo 6, la envolvente compleja  $A_{RF}(t)$  se puede calcular como una combinación lineal de las salidas de los detectores  $P_i(t)$  a través de la ecuación (6.10). Los parámetros de calibración  $A_i$  y  $C$  dependen de las constantes  $K_i$  y  $q_i$  y pueden ser hallados mediante calibración usando las lecturas de potencia registradas para cuatro estándares de señal. El valor de las constantes  $q_i$  rige la manera en que las no idealidades de la medida de potencia afectan al funcionamiento del receptor [1]. Por tanto, se debe estudiar dicha dependencia con el fin de obtener especificaciones apropiadas para el diseño de los desfases. Esto requiere rescribir la ecuación (6.10) para hallar el estimador  $s_e(t)$  de  $A_{RF}(t)$  en presencia de incertidumbres  $\Delta P_i(t)$  en las lecturas de potencia:

$$s_e(t) = \sum_{i=3,4,5} A_i(f_{RF}) \cdot [P_i(t) + \Delta P_i(t)] + C(f_{RF}) \quad (9.11)$$

Esta expresión es idéntica a la ecuación (6.10) salvo por el término  $\Delta P_i(t)$ .

En aras de la simplicidad, en este análisis se asume que  $\Delta P_i(t)$  son aleatorios, se encuentran incorrelados entre sí y presentan el mismo valor eficaz  $\Delta P_{rms}$ . De esta manera, el valor cuadrático medio  $e_{rms}$  del error cometido al estimar  $A_{RF}(t)$  se puede calcular a partir de la diferencia entre las ecuaciones (6.10) y (9.11) como:

$$e_{rms}^2 = \langle |s_e(t) - A_{RF}(t)|^2 \rangle = G_{err}^2(f_{RF}) \cdot \Delta P_{rms}^2 \quad (9.12)$$

en la que  $G_{err}(f)$  es la función de ganancia de error dada por:

$$G_{err}^2(f) = \sum_{i=3}^5 |A_i(f)|^2 \quad (9.13)$$

Conviene destacar que en la ecuación (9.12) el término  $\Delta P_{rms}$  queda escalado por  $G_{err}(f_{RF})$ , cuyo valor debe ser minimizado, por tanto, para optimizar las prestaciones del receptor. Existen dos vías para cumplir con este objetivo: i) maximizar  $K(f_{RF})$  a través de un diseño de bajas pérdidas y detectores de ganancia elevada y ii) elegir una configuración de  $q_i$  adecuada. Con respecto al FPDR propuesto, el estudio de la relación entre  $G_{err}(f)$  y  $q_i(f)$  se puede simplificar gracias a que las ecuaciones (9.8–9.10) muestran que, idealmente, i)  $|q_i| \approx 1$  en la banda de paso de los desfasadores; ii)  $q_4 = 1$ ; iii)  $\angle q_5 = -\angle q_3$ . Por ende, en esta situación idealizada, el análisis se reduce a considerar el efecto de la fase de  $q_3(f)$  sobre  $G_{err}(f)$ . Para llevar a cabo dicha tarea, se ha calculado el valor de  $G_{err}(f)$  en función de  $\angle q_3(f)$  y se ha representado el resultado en la Fig. 9.3.

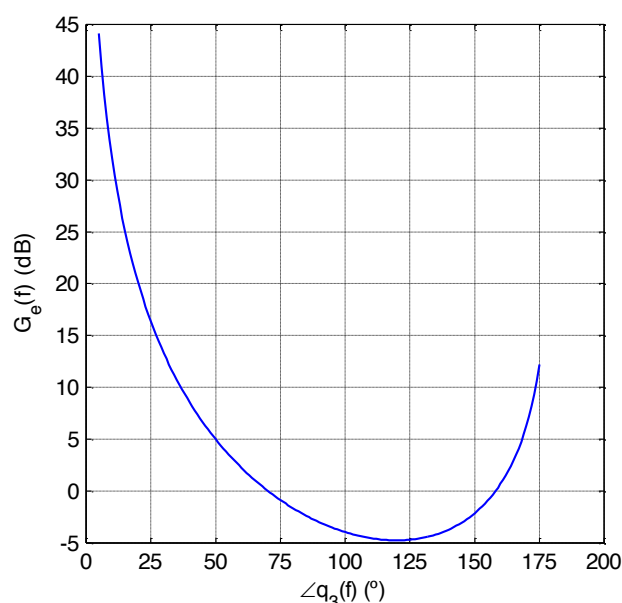


Fig. 9.3: Simulación de la dependencia de  $G_{err}(f)$  con la fase de  $q_3(f)$ .

Como se observa en la Fig. 9.3, la fase óptima de  $q_3$  es  $\pm 120^\circ$ , lo que concuerda con los resultados previamente presentados por Engen en [1]. Por otro lado, para evitar que se amplifique la incertidumbre de medida de potencia (esto es,  $G_{err}(f) \leq 0$  dB), el diseño de los desfasadores del receptor debería asegurar

$$70^\circ < |\angle q_i(f)| < 158^\circ \quad i = 3,5 \quad (9.14)$$

En este trabajo se ha elegido la condición expresada por la ecuación (9.14) como la principal especificación que debe satisfacer el circuito pasivo de cinco puertos con el propósito de optimizar la BER del receptor en el rango de frecuencias de funcionamiento. En principio, tal requisito se podría cumplir con desfasadores paso-bajo, como los usados en el Capítulo 8 (que, en



la banda de paso, idealmente presentan una respuesta de fase lineal con la frecuencia), aunque sólo en un ancho de banda de  $158^\circ/70^\circ \simeq 2.3:1$ , como se puede ver en la Fig. 9.4.

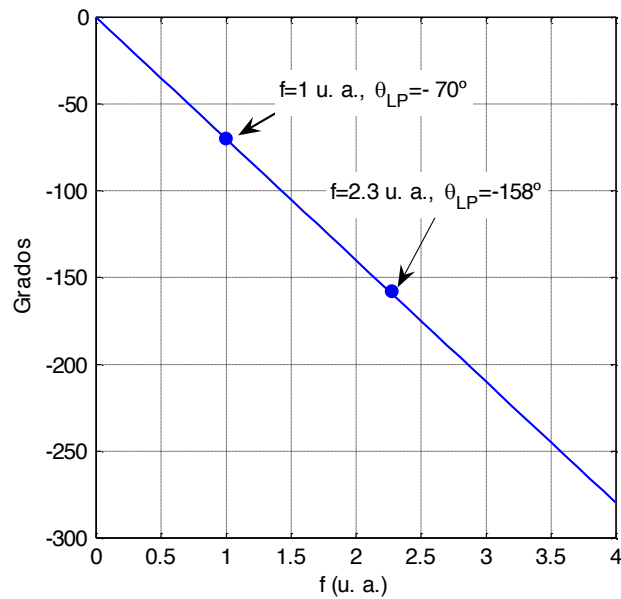


Fig. 9.4: Respuesta de fase ideal  $\theta_{LP}(f)$  de un desfaseador paso-bajo. La ecuación (9.14) sólo se cumple en un rango de frecuencias desde  $f=1$  u. a. hasta  $f=2.3$  u. a.

La ventaja de emplear simultáneamente desfaseadores paso-bajo y paso-alto (como en la Fig. 9.2) surge de la posibilidad de verificar la ecuación (9.14) en una banda mucho más amplia, gracias a la característica frecuencia-fase no lineal resultante para las constantes  $q_3$  y  $q_5$ . Esto se va a poner de manifiesto en el apartado siguiente.

### 9.2.3 Diseño de los desfaseadores

En este apartado se pretende diseñar de forma óptima los desfaseadores paso-bajo y paso-alto del FPDR para cumplir la ecuación (9.14) en el mayor ancho de banda posible. Con este fin, en primer lugar se ha analizado el comportamiento de los parámetros S correspondientes a una celda LC con estructura en T tipo paso-bajo y otra con respuesta paso-alto (ver la Fig. 9.5).

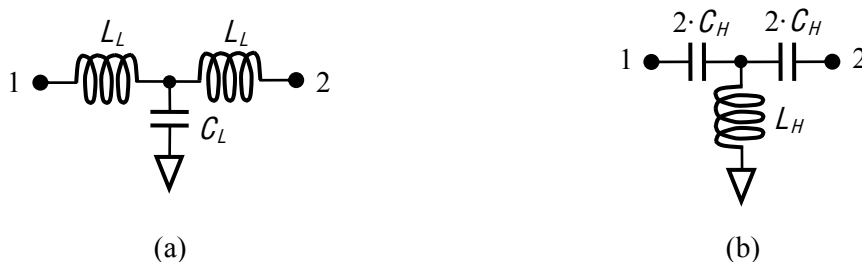


Fig. 9.5: Esquema circuitales de (a) una celda LC paso-bajo en T y (b) una celda LC paso-alto en T.

Las ecuaciones de diseño de estas redes son [103]:

$$Z_{0HP}^u = \sqrt{\frac{L_H}{C_H}} \quad (9.15)$$

$$f_{3dBHP}^u = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_H \cdot C_H}} \quad (9.16)$$

$$Z_{0LP}^u = \sqrt{2 \cdot \frac{L_L}{C_L}} \quad (9.17)$$

$$f_{3dBLP}^u = \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2 \cdot L_L \cdot C_L}} \quad (9.18)$$

donde  $Z_{0HP}^u$  y  $f_{3dBHP}^u$ , por un lado, y  $Z_{0LP}^u$  y  $f_{3dBLP}^u$ , por otro, son, respectivamente, la impedancia característica y frecuencia de corte de las celdas paso-alto y paso-bajo.

Para diseñar adecuadamente estos elementos, hay que tener en cuenta que su frecuencia de corte afecta a las respuestas de amplitud y fase, mientras que la impedancia característica sólo tiene impacto sobre la característica frecuencia-amplitud [103]. A continuación, se estudian dichas relaciones por medio de simulación en el software AWR Microwave Office.

En cuanto a la celda paso-alto, primero se fija  $Z_{0HP}^u = 100 \Omega$  y se varía la frecuencia de corte  $f_{3dBHP}^u$ . Para cada valor de  $f_{3dBHP}^u$  se representan los siguientes parámetros del circuito en la Fig. 9.6: i) la respuesta de fase  $\theta_{HP}^u(f)$ ; ii) la respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{HP}^u(f)|$  y iii) el módulo del coeficiente de reflexión  $R_{HP}^u(f)$ . Si en dicha figura se analiza la región  $f > 3$  u. a., se observa que incrementar  $f_{3dBHP}^u$  proporciona un mayor desfase, pero a costa de un aumento en baja frecuencia tanto de las pérdidas de inserción como de la potencia reflejada. Por ejemplo,  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a. consigue un desfase de unos  $40^\circ$  en  $f=3$  u. a., con  $|T_{HP}^u| \simeq 0$  dB y  $R_{HP}^u$  cercano a  $-30$  dB. En cambio,  $f_{3dBHP}^u = 2$  u. a. permite un desfase de  $80^\circ$  en  $f=3$  u. a., pero  $|T_{HP}^u|$  decae hasta  $-0.5$  dB y las pérdidas de retorno se reducen a 10 dB.

Dado que la celda paso-alto es la responsable de conseguir el desfase deseado a las frecuencias de funcionamiento más bajas (donde la red paso-bajo tiene poco efecto), es importante mejorar su respuesta de amplitud en dicha banda. Con este propósito, en la Fig. 9.7 se fija  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a. y se actúa sobre la impedancia característica  $Z_{0HP}^u$ . La Fig. 9.7–(c) muestra que incrementar 180

$Z_{0HP}^u$  de forma controlada puede optimizar la adaptación de impedancia en las frecuencias más bajas, pero a expensas del comportamiento en alta frecuencia. No obstante, el margen de mejora en la región  $f < 2$  u. a. es pequeño. Además, en la Fig. 9.7–(b) se observa que, cuando crece  $Z_{0HP}^u$ , la zona de transición se hace más abrupta a costa de una mayor amplitud del rizado en la banda de paso. El valor  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$  es una opción razonable porque consigue unas pérdidas de retorno cercanas a 30 dB a partir de  $f=2$  u. a., con un rizado de  $|T_{HP}^u(f)|$  inferior a 0.01 dB pico a pico y una disminución de 0.1 dB de las pérdidas de inserción en  $2 < f(\text{u. a.}) < 3$ .

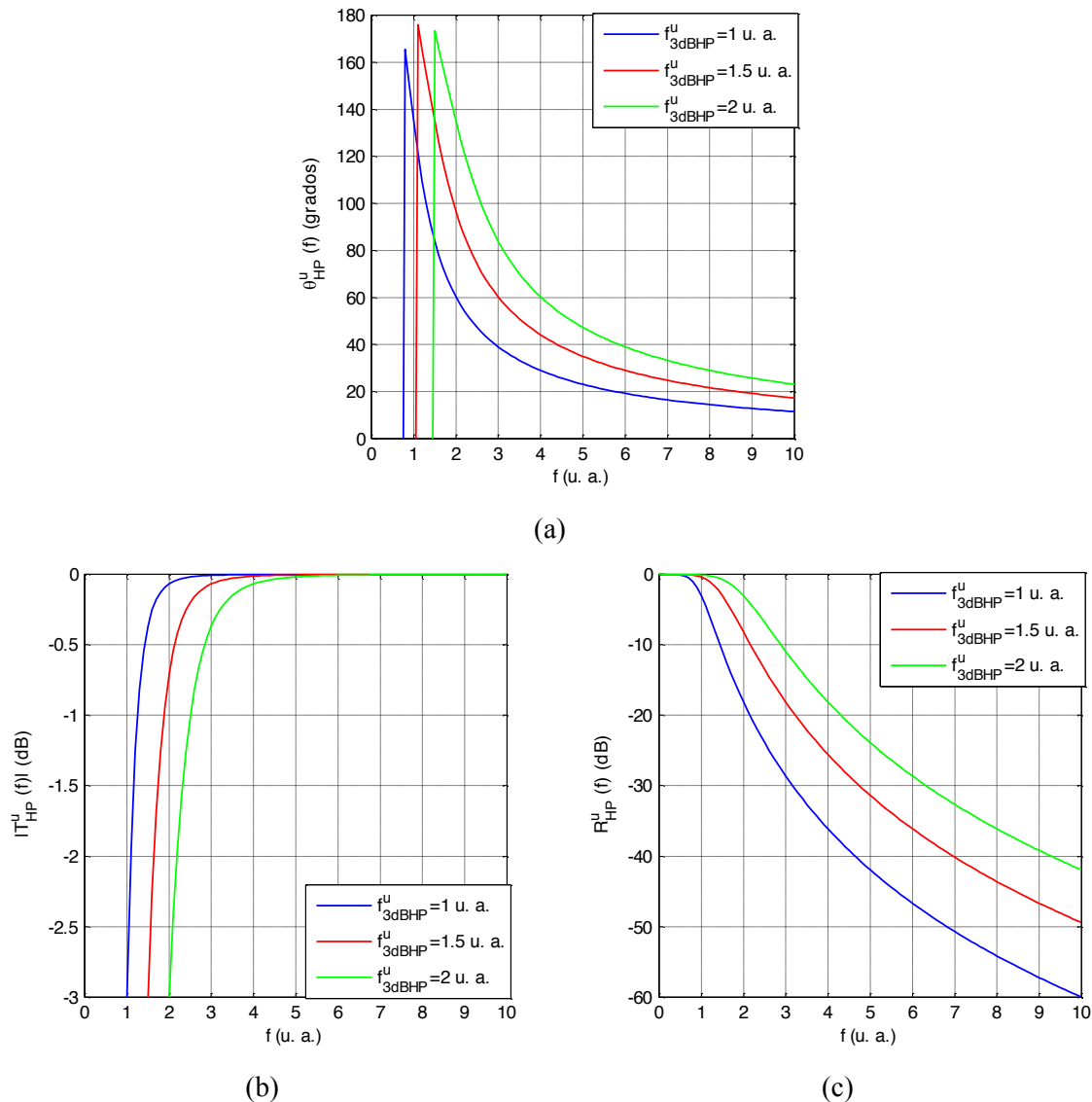


Fig. 9.6: Efecto de la frecuencia de corte  $f_{3dBHP}^u$  de la celda paso-alto sobre: (a) Respuesta de fase  $\theta_{HP}^u(f)$ ; (b) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{HP}^u(f)|$ ; (c) módulo del coeficiente de reflexión  $R_{HP}^u(f)$ . Curva azul:  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a.; curva roja:  $f_{3dBHP}^u = 1.5$  u. a.; curva verde:  $f_{3dBHP}^u = 2$  u. a.  $Z_{0HP}^u = 100 \Omega$ .

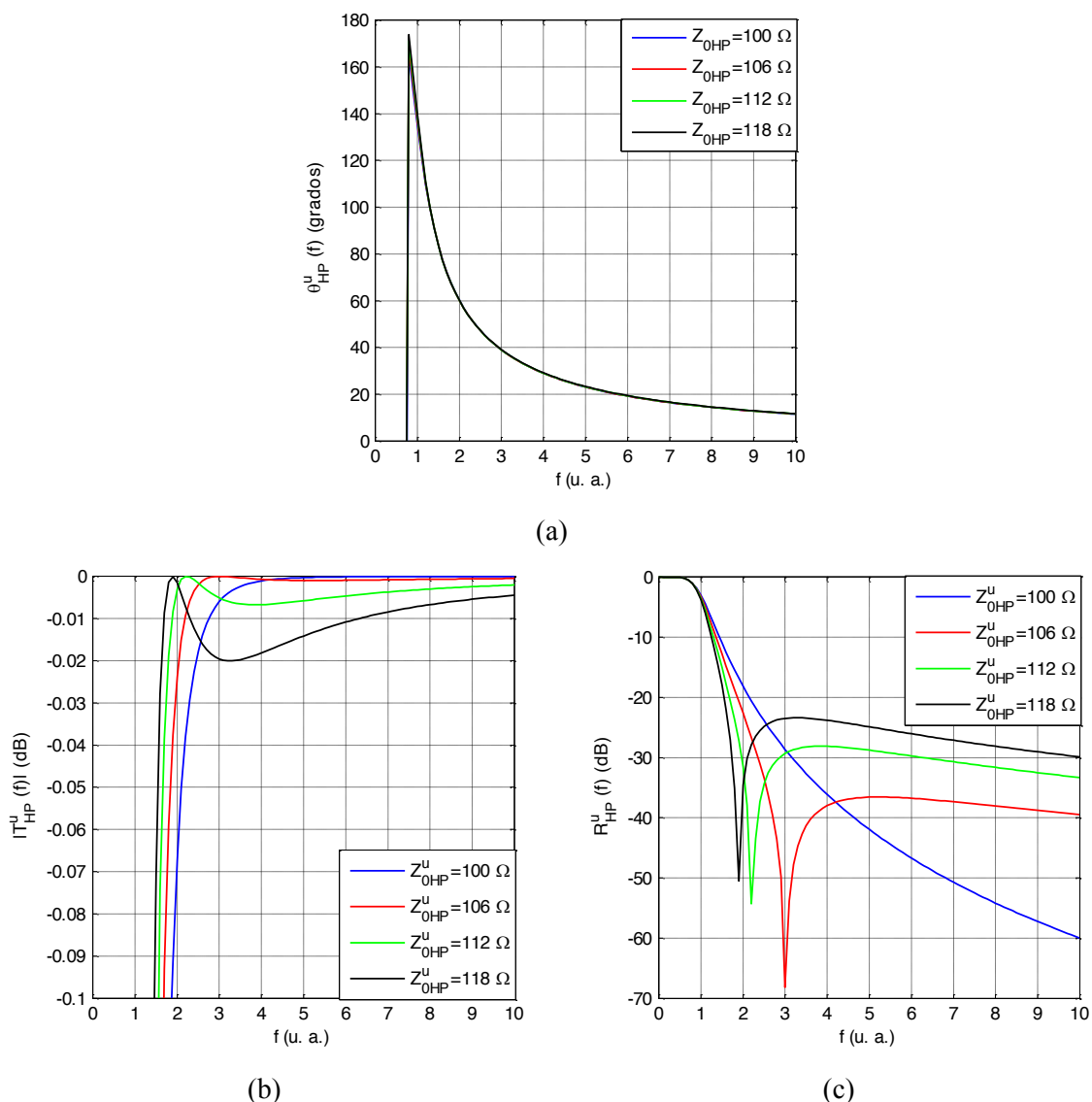


Fig. 9.7: Efecto de la impedancia característica  $Z_{0HP}^u$  de la celda paso-alto sobre: (a) Respuesta de fase  $\theta_{HP}^u(f)$ ; (b) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{HP}^u(f)|$ ; (c) módulo del coeficiente de reflexión  $R_{HP}^u(f)$ . Curva azul:  $Z_{0HP}^u = 100 \Omega$ ; curva roja:  $Z_{0HP}^u = 106 \Omega$ ; curva verde:  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$ ; curva negra:  $Z_{0HP}^u = 118 \Omega$ .  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a.

De acuerdo con los resultados obtenidos, esta celda paso-alto (con  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a. y  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$ ) se puede utilizar a frecuencias superiores a  $f \approx 2$  u. a. Sin embargo, el desfase en baja frecuencia queda limitado a unos  $60^\circ$ , como se aprecia en la Fig. 9.7–(a) para  $f = 2$  u. a. Para alcanzar desfases en torno a  $120^\circ$ , habría que conectar en cascada dos celdas de esta clase. Este desfaseador paso-alto de dos etapas se muestra en la Fig. 9.8–(a). Su respuesta de fase  $\theta_{LHP}(f)$  llegaría a los  $167^\circ$  para  $f = 1.5$  u. a. (ver Fig. 9.8–(b)). En las Fig. 9.8–(c) y (d) se observa que, para  $f > 1.5$  u. a., las pérdidas de inserción del dispositivo son inferiores a 0.02 dB, mientras que las pérdidas de retorno superan los 23 dB.

En esta aplicación no conviene usar un desfaseador paso-alto de más de dos etapas porque se perdería ancho de banda de funcionamiento. Esto se debe a lo siguiente. El desfase que introduce el circuito paso-alto crece con el número de celdas. Como consecuencia, al pasar de dos a tres etapas disminuye la  $f_{3dBHP}^u$  de la celda unitaria que consigue la fase requerida. Esto quiere decir que habría que diseñar un filtro paso-alto con una  $f_{3dBHP}^u$  menor, pero que abarque el mismo rango de frecuencias de trabajo. La dificultad de esta tarea se encuentra en que la reducción de  $f_{3dBHP}^u$  conlleva un incremento de  $L_H$  y  $C_H$  en la ecuación (9.16). Por tanto, los componentes del desfaseador paso-alto resonarían a frecuencias más bajas, lo que finalmente se traduce en una banda de paso más estrecha.

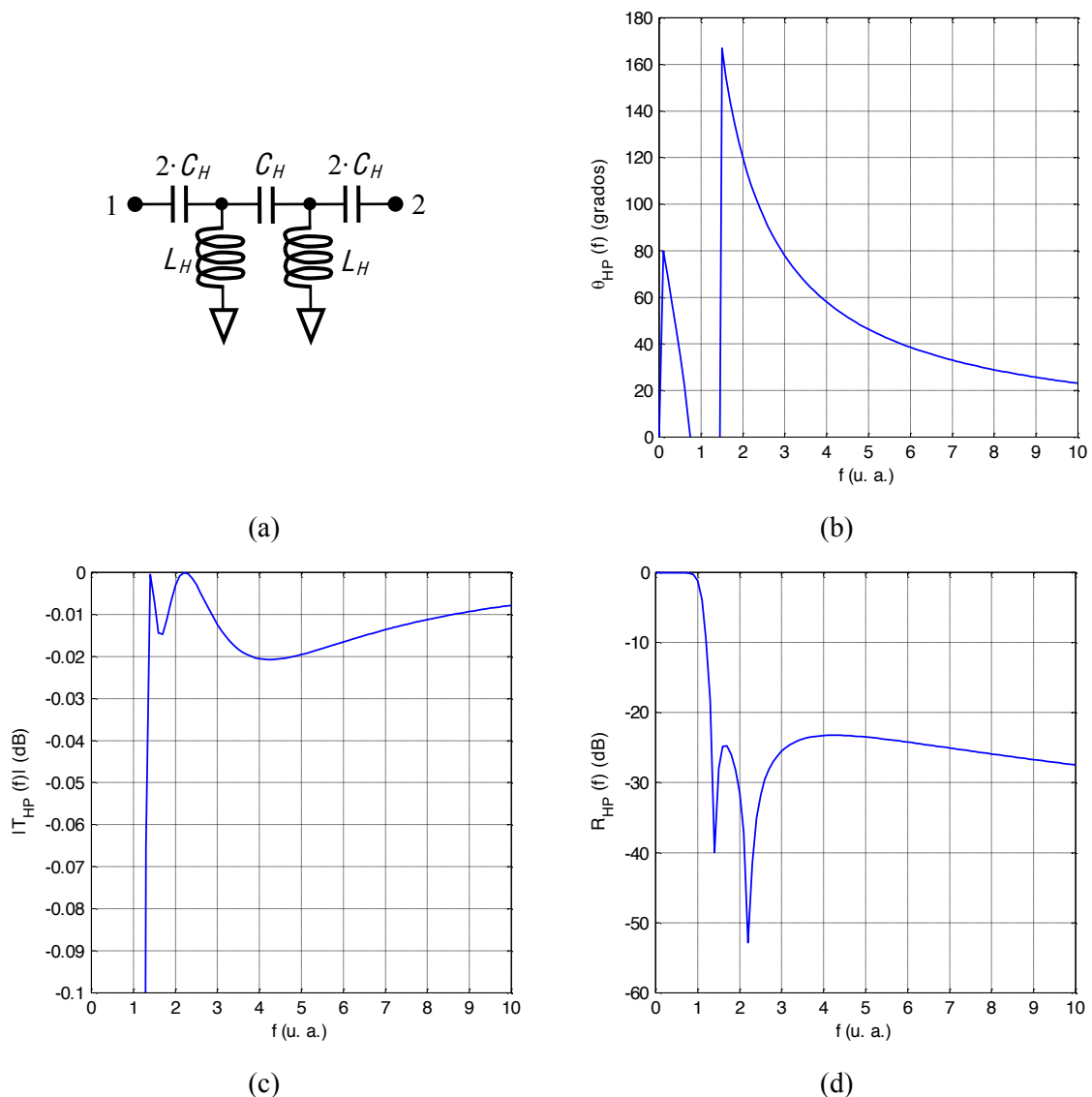


Fig. 9.8: Desfaseador paso-alto compuesto por dos etapas idénticas. (a) Estructura; (b) respuesta de fase  $\theta_{HP}(f)$ ; (c) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{HP}(f)|$ ; (d) módulo del coeficiente de reflexión  $R_{HP}(f)$ .  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$ ;  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a.

El mismo proceso se ha repetido para la celda paso-bajo. En la Fig. 9.9 se asigna un valor  $Z_{0LP}^u = 100 \Omega$  a la impedancia característica de la celda y se representan los siguientes parámetros de la red en función de  $f_{3dB LP}^u$ : i) la respuesta de fase  $\theta_{LP}^u(f)$ ; ii) la respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{LP}^u(f)|$  y iii) el módulo del coeficiente de reflexión  $R_{LP}^u(f)$ . En esta ocasión, una reducción de la frecuencia de corte de la celda  $f_{3dB LP}^u$  produce un mayor desfase en las frecuencias de interés, pero a las frecuencias de funcionamiento más elevadas disminuye  $|T_{LP}^u(f)|$  y crece  $R_{LP}^u(f)$ . Por ejemplo, con  $f_{3dB LP}^u = 2$  u. a. se logra  $\theta_{LP}^u = -41^\circ$  en  $f = 0.7$  u. a., con una atenuación despreciable y  $R_{LP}^u \approx -27$  dB. En cambio, para  $f_{3dB LP}^u = 1$  u. a. se alcanza un desfase de unos  $-89^\circ$  en  $f = 0.7$  u. a. Sin embargo, las pérdidas de inserción llegan a 0.5 dB y la amplitud del coeficiente de reflexión aumenta hasta unos  $-10$  dB.

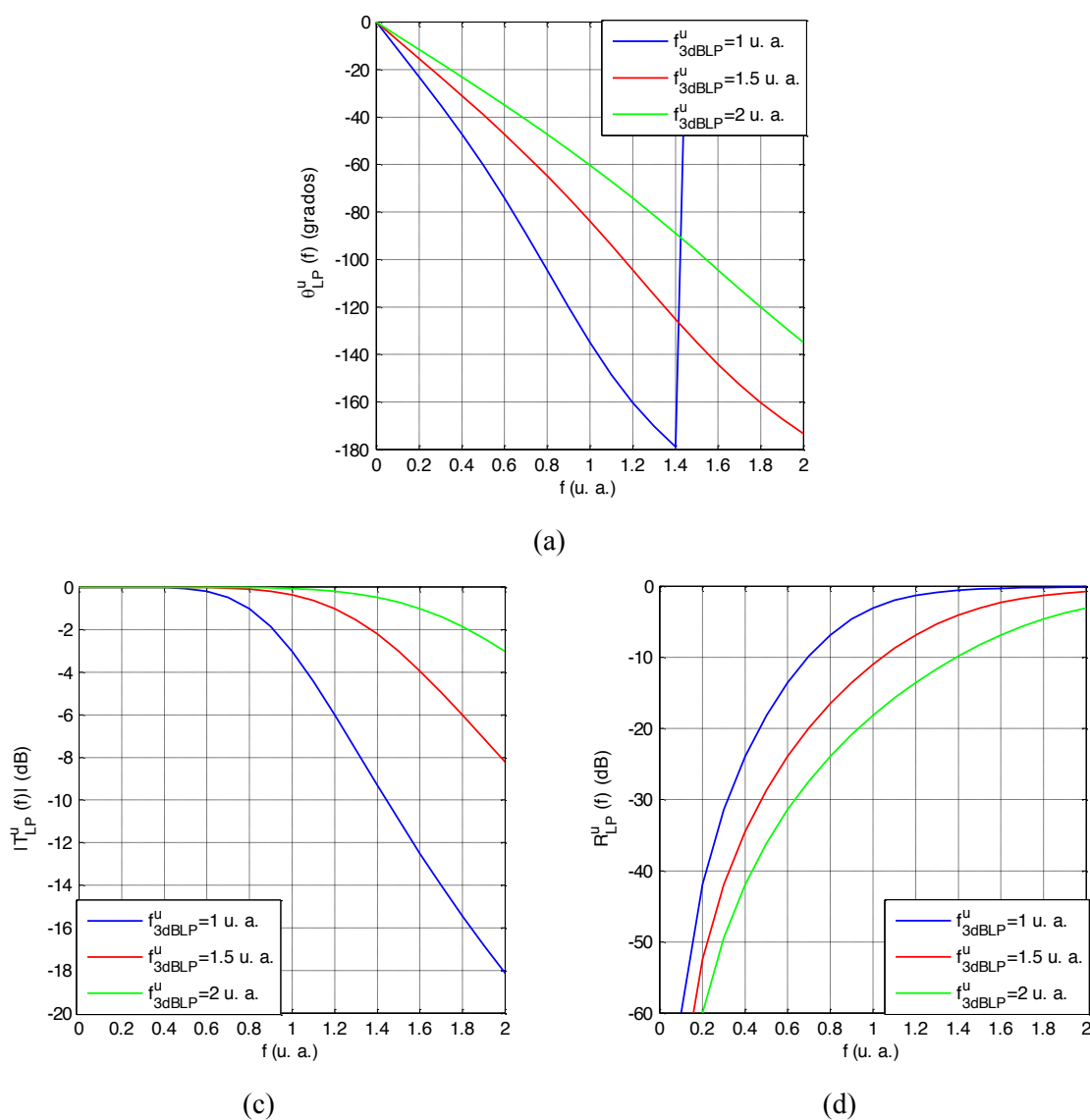


Fig. 9.9: Efecto de la frecuencia de corte  $f_{3dB LP}^u$  de la celda paso-bajo sobre: (a) Respuesta de fase  $\theta_{LP}^u(f)$ ; (b) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{LP}^u(f)|$ ; (c) módulo del coeficiente de reflexión  $R_{LP}^u(f)$ . Curva azul:  $f_{3dB LP}^u = 1$  u. a.; curva roja:  $f_{3dB LP}^u = 1.5$  u. a.; curva verde:  $f_{3dB LP}^u = 2$  u. a.  $Z_{0LP}^u = 100 \Omega$ .

Puesto que el desfase en alta frecuencia depende esencialmente de la celda paso-bajo, resulta de interés optimizar su respuesta de amplitud en esa parte de la banda de funcionamiento. Para cumplir con este objetivo, en la Fig. 9.10 se ha fijado  $f_{3dBLP}^u = 1$  u. a. y se prueban distintos valores de  $Z_{0LP}^u$ . Las Fig. 9.10–(b) y (c) muestran que se puede incrementar  $Z_{0LP}^u$  para mejorar las prestaciones de la celda en alta frecuencia a costa de un empeoramiento en baja frecuencia.

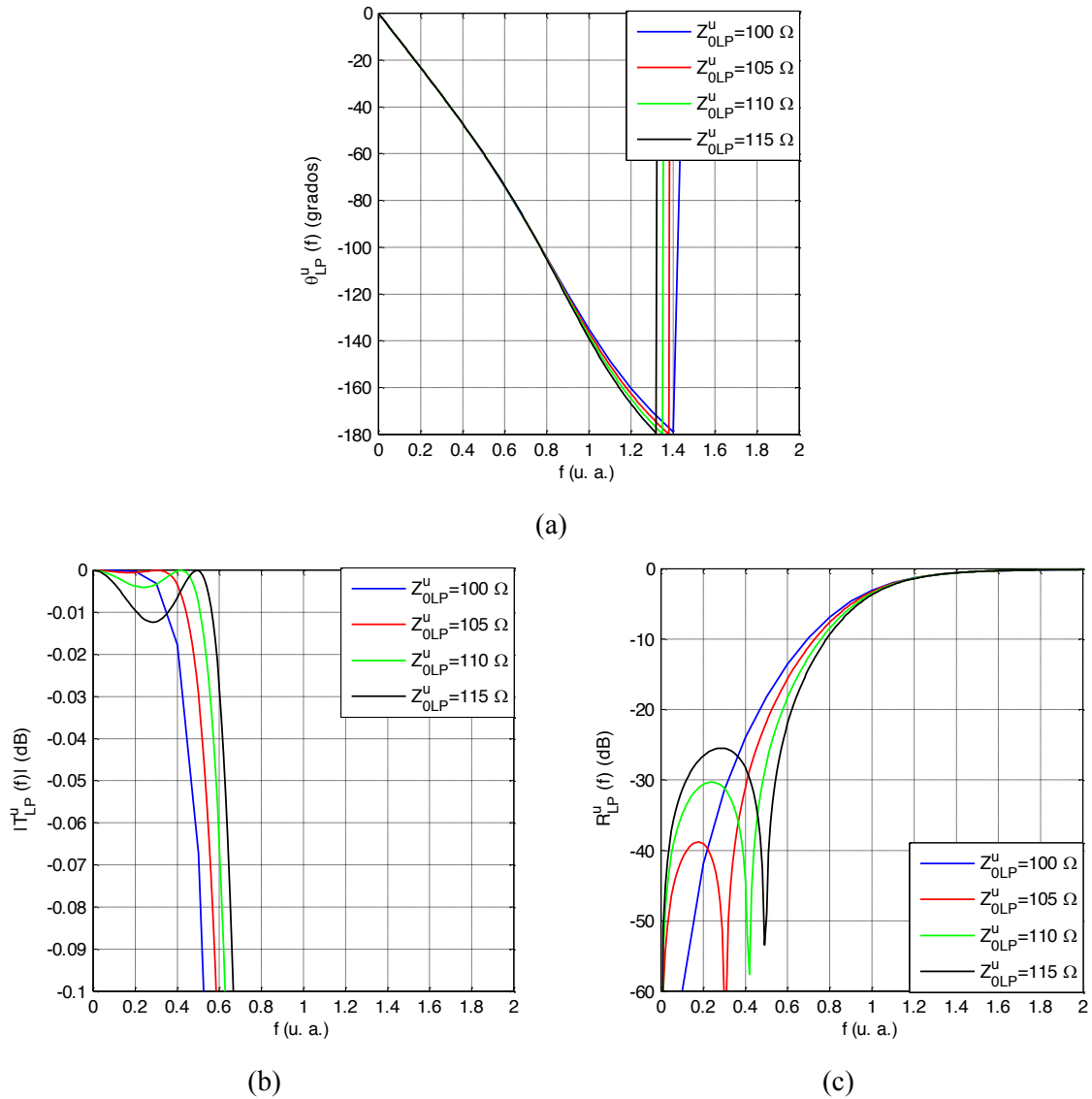


Fig. 9.10: Efecto de la impedancia característica  $Z_{0LP}^u$  de la celda paso-bajo sobre: (a) Respuesta de fase  $\theta_{LP}^u(f)$ ; (b) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{LP}^u(f)|$ ; (c) módulo del coeficiente de reflexión  $|R_{LP}^u(f)|$ . Curva azul:  $Z_{0LP}^u = 100 \Omega$ ; curva roja:  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$ ; curva verde:  $Z_{0LP}^u = 110 \Omega$ ; curva negra:  $Z_{0LP}^u = 115 \Omega$ .  $f_{3dBLP}^u = 1$  u. a.

Es necesario resaltar que la elección más apropiada de  $Z_{0LP}^u$  está relacionada con el número de etapas en cascada que componen el desfase paso-bajo:

- i) Un desfase de una sola etapa requiere que la celda unitaria funcione hasta  $f=0.9$  u. a., donde  $\theta_{LP}^u = 120^\circ$ , como se observa en la Fig. 9.10–(a). De la Fig. 9.10–(c) se deduce que  $R_{LP}^u(f)$  sería inferior a  $-5$  dB en las frecuencias de interés ( $f \leq 0.9$  u. a.).
- ii) Para dos etapas se precisa que la celda unitaria trabaje hasta  $f=0.5$  u. a., donde  $\theta_{LP}^u = 120^\circ/2 = 60^\circ$ . Con  $Z_{0LP}^u = 110 \Omega$  se tendría  $R_{LP}^u(f) < -28$  dB en  $f \leq 0.5$  u. a.
- iii) Con tres etapas, la banda útil de la celda unitaria debe llegar a  $f \approx 0.34$  u. a., donde  $\theta_{LP}^u = 120^\circ/3 = 40^\circ$ . Para  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$  se conseguiría  $R_{LP}^u(f) < -39$  dB en  $f \leq 0.34$  u. a.

El valor de  $f_{3dB LP}^u$  se elige para conseguir el desfase deseado en función del número de etapas. Por ejemplo, para dos etapas se alcanza un desfase de  $120^\circ$  en  $f = 0.5 \cdot f_{3dB LP}^u$ , mientras que para tres celdas ocurre en  $f = 0.34 \cdot f_{3dB LP}^u$ . Esto quiere decir que, para un mismo desfase, un diseño de tres etapas requiere una frecuencia de corte  $f_{3dB LP}^u$  mayor que un diseño de dos. Usar más de tres etapas no es conveniente porque:

- i) Se añade complejidad al circuito de forma innecesaria. Esto se explica como sigue. En caso peor, las reflexiones que se generan en las tres celdas se suman en fase a la entrada del desfase paso-bajo. Por tanto, las pérdidas de retorno de este dispositivo serían de unos 30 dB ( $20 \cdot \log_{10} 3 = 9$  dB peor que la celda unitaria). Este valor es muy difícil de mejorar en una situación real, debido a:
  - Las tolerancias de fabricación. Cabe citar, a modo de ejemplo, una tolerancia típica del 10% en la impedancia característica de las líneas de transmisión, que se corresponde con unas pérdidas de retorno cercanas a los 26 dB.
  - Las pistas de interconexión entre los componentes pasivos.
  - Efectos parásitos.
- ii) Cuando crece el número de etapas también debe hacerlo  $f_{3dB LP}^u$ . Esto implica una disminución del valor de los componentes del desfase, según la ecuación (9.18). Como resultado, aumentaría la sensibilidad a las tolerancias de fabricación.

En la Fig. 9.11–(a) se muestra el desfase paso-bajo propuesto, que se compone de tres etapas idénticas, con  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$  y  $f_{3dB LP}^u = 1$  u. a. La respuesta de fase  $\theta_{LP}(f)$  se representa en la Fig. 9.11–(b). El desfase introducido ronda los  $-176^\circ$  para  $f=0.49$  u. a. Es importante destacar que, entre  $f=0$  u. a. y  $f=0.49$  u. a., el circuito presenta unas pérdidas de inserción despreciables y



un coeficiente de reflexión inferior a  $-30$  dB, como se puede ver en las Fig. 9.11 – (c) y (d), respectivamente.

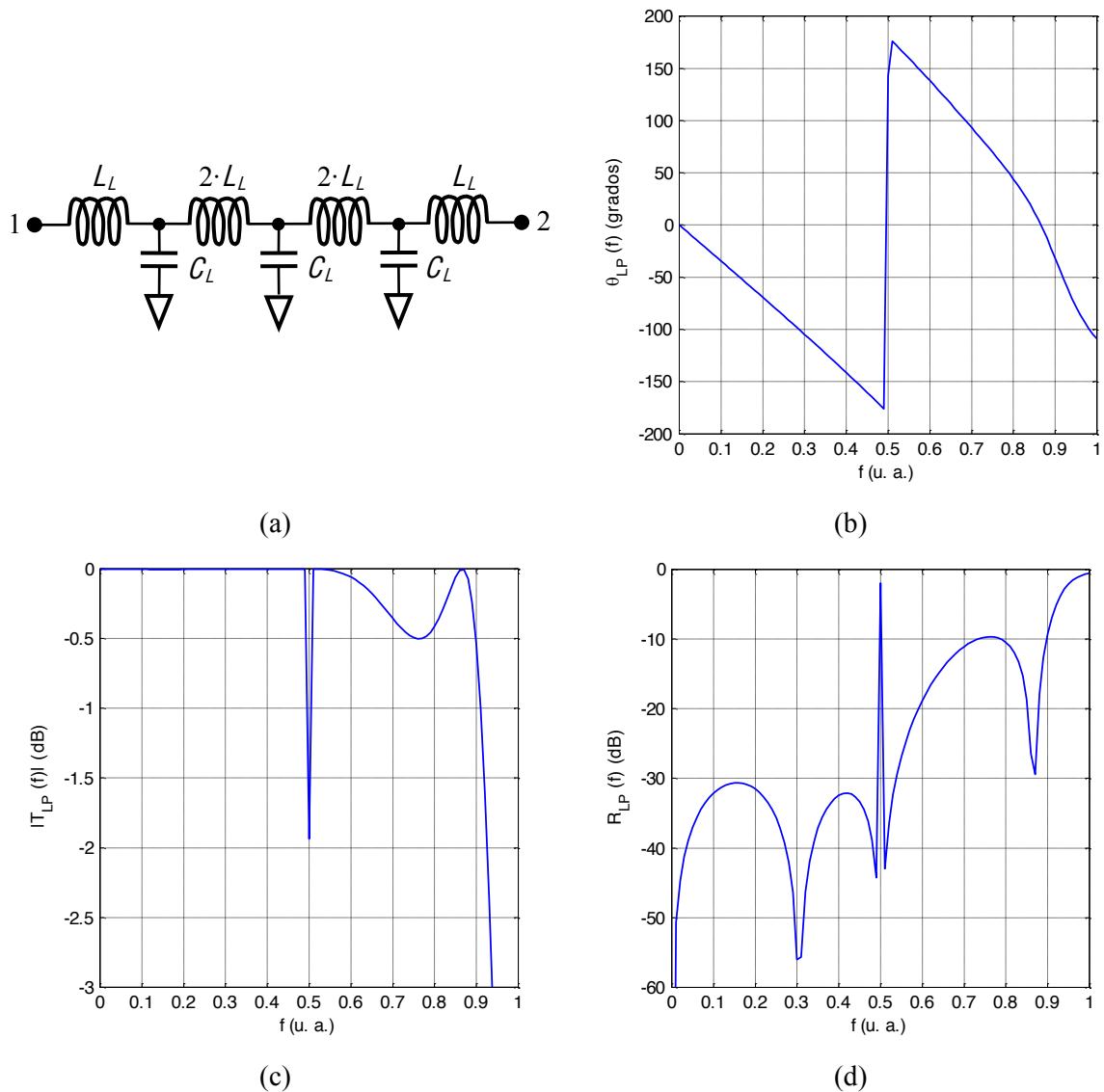


Fig. 9.11: Desfasador paso-bajo compuesto por tres etapas idénticas. (a) Estructura; (b) respuesta de fase  $\theta_{LP}(f)$ ; (c) respuesta de amplitud en transmisión  $|T_{LP}(f)|$ ; (d) módulo del coeficiente de reflexión  $R_{LP}(f)$ .  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$ ;  $f_{3dBLP}^u = 1$  u. a.

Una vez se han diseñado las estructuras de desfasador paso-bajo y paso-alto por separado, hay que determinar los valores de las frecuencias de corte de las celdas unitarias ( $f_{3dBLP}^u$  y  $f_{3dBHP}^u$ , respectivamente), que satisfacen la ecuación (9.14) en el mayor ancho de banda posible. Para ello es preciso observar en dicha condición que  $\angle q_3(f) = -\angle q_5(f) = \Delta\theta(f)$ , donde  $\Delta\theta(f) = \theta_{HP}(f) - \theta_{LP}(f)$  es la diferencia entre las respuestas de fase  $\theta_{HP}(f)$  y  $\theta_{LP}(f)$  correspondientes a los desfasadores paso-alto y paso-bajo. Esto se deduce de las fórmulas (9.8) y (9.10).

Con el propósito de optimizar  $f_{3dBLP}^u$  y  $f_{3dBHP}^u$ , se fija  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a. y se varía  $f_{3dBLP}^u$ . Para cada valor de  $f_{3dBLP}^u$  se simula la diferencia de fases  $\Delta\theta(f)$  que consiguen los desfasesores de las Fig. 9.8 y Fig. 9.11. Los resultados se representan en la Fig. 9.12 y la Tabla 9.1. Primero, en la Fig. 9.12 – (a) se observa que, cuando aumenta el valor de  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u$ , crece el rango de frecuencias donde se satisface la ecuación (9.14). Este comportamiento se mantiene hasta alcanzar un ancho de banda máximo de 17:1 para  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u = 66$ . Si se superara este valor, el mínimo de  $\Delta\theta(f)$  quedaría por debajo del límite de  $70^\circ$ .

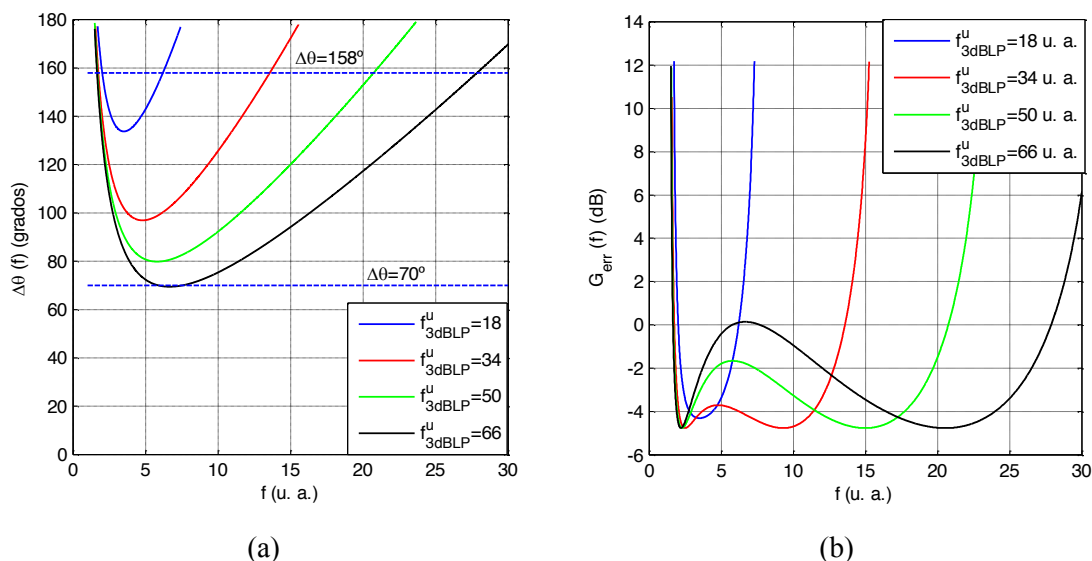


Fig. 9.12: Comportamiento del desfaseador paso-bajo/paso-alto para  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a. en función de  $f_{3dBLP}^u$ . (a)  $\Delta\theta(f)$ ; (b)  $G_{err}(f)$ . Curva azul:  $f_{3dBLP}^u = 18$  u. a.; curva roja:  $f_{3dBLP}^u = 34$  u. a.; curva verde:  $f_{3dBLP}^u = 50$  u. a.; curva negra:  $f_{3dBLP}^u = 66$  u. a.  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$ ;  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$ .

En la Fig. 9.12 – (b) aparece la ganancia de error  $G_{err}(f)$  en función de  $f_{3dBLP}^u$ . Se comprueba que  $G_{err}(f)$  es menos estable dentro de la banda de funcionamiento según crece  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u$ . Esto provoca el fenómeno que se manifiesta en la Tabla 9.1, donde se muestra la figura de mérito  $\overline{G_{err}(f)}$  (dB), que se define como el valor medio de  $G_{err}(f)$  (dB) desde  $f = f_{mín}$  hasta  $f = f_{máx}$ :

$$\overline{G_{err}(f)}(dB) = \frac{1}{f_{máx} - f_{mín}} \cdot \int_{f_{mín}}^{f_{máx}} G_{err}(f)(dB) \cdot df \quad (9.19)$$

Las frecuencias  $f_{mín}$  y  $f_{máx}$  son, respectivamente, los límites de la banda de funcionamiento. Al comparar los resultados obtenidos para  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u = 34, 50$  y  $66$  se observa que, si bien  $f_{máx}/f_{mín}$  crece con  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u$  (por ejemplo,  $f_{máx}/f_{mín} = 7.8$  para  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u = 34$  y  $f_{máx}/f_{mín} = 17$  para  $f_{3dBLP}^u/f_{3dBHP}^u = 66$ ), lo hace a costa de un incremento de  $\overline{G_{err}(f)}$  ( $\overline{G_{err}(f)} = -3.9$  dB para

$f_{3dBPL}^u/f_{3dBHP}^u = 34$  y  $\overline{G_{err}(f)} = -2.66$  dB para  $f_{3dBPL}^u/f_{3dBHP}^u = 66$ ). Esto quiere decir que se degradan las prestaciones del receptor al abarcar un mayor ancho de banda.

Parámetro	$f_{3dBPL}^u$ (u. a.)			
	18	34	50	66
$f_{mín}$ (u. a.)	2	1.74	1.68	1.64
$f_{máx}$ (u. a.)	6.2	13.57	20.7	27.87
$f_{máx}/f_{mín}$	3.1	7.8	12.3	17
$\overline{G_{err}(f)}$ (dB)	-3.25	-3.9	-3.26	-2.66

Tabla 9.1: Resumen de los parámetros de interés del desfasador paso-bajo/paso-alto.  $f_{mín}$  y  $f_{máx}$  son las frecuencias mínima y máxima de la banda de funcionamiento.  $\overline{G_{err}(f)}$  es la ganancia de error promediada desde  $f_{mín}$  hasta  $f_{máx}$ .  $f_{3dBHP}^u = 1$  u. a.  $Z_{0HP}^u = 112 \Omega$ ;  $Z_{0LP}^u = 105 \Omega$ .

Conviene recordar que el principal objetivo de esta Tesis a frecuencia de microondas es diseñar un receptor multipuerto cuyo rango de frecuencias de funcionamiento alcance, como mínimo, las bandas actualmente asignadas al estándar LTE (700 MHz–2.7 GHz), aunque sería deseable llegar a una década de frecuencias para ser compatible con otros estándares de comunicaciones inalámbricas. De la Tabla 9.1 se deduce que es posible cumplir este requisito si  $f_{3dBPL}^u/f_{3dBHP}^u \geq 50$ . Sin embargo, elegir un valor de  $f_{3dBPL}^u/f_{3dBHP}^u$  que permita abarcar una banda de frecuencias excesivamente amplia conlleva:

- i) Un empeoramiento de las características del receptor, como se ha explicado en los comentarios a la Tabla 9.1.
- ii) Mayor dificultad en el diseño de los desfasadores. En especial, hay que tener en cuenta los problemas asociados a la implementación de un desfasador paso-alto cuya banda de paso se extienda más allá de una década de frecuencias.

Por tanto, en adelante se va a trabajar con  $f_{3dBPL}^u/f_{3dBHP}^u = 50$ , que logra un ancho de banda de 12.3:1, suficiente para satisfacer las especificaciones de partida. Este resultado supone una importante mejora con respecto al SPDR presentado en el Capítulo 8. La Fig. 9.13 muestra las características ideales del desfasador compuesto por tres etapas paso-bajo y dos paso-alto. Las curvas de la Fig. 9.13–(a) muestran que la diferencia de fases decrece desde  $158^\circ$  para  $f \simeq 1.68$  u. a. hasta un mínimo de aproximadamente  $80^\circ$  a  $f \simeq 3.4$  u. a. (siguiendo a la fase de  $T_{HP}(f)$ ), para alcanzar de nuevo  $\Delta\theta = 158^\circ$  a  $f = 20.7$  u. a. (dominada por la fase de  $T_{LP}(f)$ ).

También es preciso estudiar la respuesta de amplitud del desfaseador porque influye en los módulos de  $q_3(f)$  y  $q_5(f)$ , como se deduce de las ecuaciones (9.8) y (9.10). Por este motivo, en la Fig. 9.13–(b) se representa la diferencia de las respuestas de amplitud  $\Delta T(f) \text{ (dB)} = |T_{HP}(f)| \text{ (dB)} - |T_{LP}(f)| \text{ (dB)}$ . Se observa que  $\Delta T(f) < 0.02 \text{ dB}$  desde  $f=1.68 \text{ u. a.}$  hasta  $f=20.7 \text{ u. a.}$

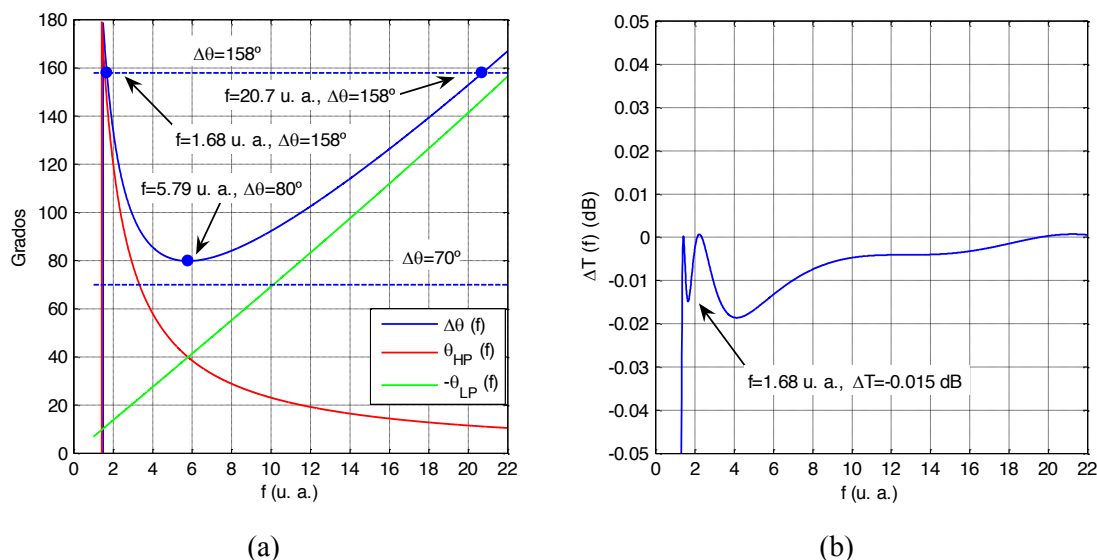


Fig. 9.13: Características ideales del desfaseador paso-bajo/paso-alto para tres celdas paso-bajo ( $f_{3dBLP}^u = 50 \text{ u. a.}$ ,  $Z_{0LP}^u = 105 \text{ } \Omega$ ) y dos paso-alto ( $f_{3dBHP}^u = 1 \text{ u. a.}$ ,  $Z_{0HP}^u = 112 \text{ } \Omega$ ). (a) Diferencia de fases  $\Delta\theta(f)$ ; (b) diferencia de amplitudes  $\Delta T(f)$ .

### 9.3 Implementación y medida de un prototipo

A fin de demostrar el gran ancho de banda potencial de la arquitectura de FPDR propuesta en este Capítulo, se ha construido un prototipo que persigue funcionar en un rango de frecuencias de una década desde 300 MHz a 3 GHz.

Los detectores de potencia del receptor se implementan según la topología de la Fig. 8.6, que se basa en el diodo Schottky *zero-bias* HSMS-2850. El prototipo incluye la circuitería banda-base necesaria para amplificar las salidas de los tres detectores a diodo.

El diseño de los desfasesores paso-bajo y paso-alto del circuito hace uso de los resultados obtenidos en la sección 9.2 para las estructuras que aparecen en las Fig. 9.8 y Fig. 9.11. La frecuencia de corte de las celdas paso-bajo es  $f_{3dBLP} = 8 \text{ GHz}$ , mientras que para las celdas paso-alto es  $f_{3dBHP} = 160.5 \text{ MHz}$ . A partir de dichas frecuencias de corte y las impedancias  $Z_{0LP} = 105 \text{ } \Omega$  y  $Z_{0HP} = 112 \text{ } \Omega$  halladas en el apartado anterior, por medio de las ecuaciones (9.15–9.18) se calculan los valores ideales de los componentes del circuito  $L_L = 2.1 \text{ nH}$ ,  $C_L = 0.38 \text{ pF}$ ,  $L_H = 55.6 \text{ nH}$  y  $C_H = 4.43 \text{ pF}$ .

Cabe resaltar como principal dificultad del diseño que la frecuencia de resonancia de la bobina utilizada para implementar  $L_H$  debe ser mayor que la frecuencia superior de funcionamiento  $f_{m\acute{a}x}=3$  GHz. Sin embargo, como  $L_H$  presenta un valor elevado, el encapsulado de la bobina sería 0805, con una frecuencia de resonancia pobre. La solución adoptada para evitar este problema se encuentra en reemplazar la bobina  $L_H$  por dos bobinas serie de menor valor. Gracias a esto: i) se consigue una mayor frecuencia de resonancia independientemente del encapsulado y ii) se puede utilizar un encapsulado 0603 más pequeño y, por tanto, con menores parásitos.

Hay que tener en cuenta que el encapsulado de los componentes discretos usados en los desfases influye también en la elección de la altura del sustrato. Para explicar esto es necesario observar que la impedancia característica de las líneas de acceso a los desfases es  $100 \Omega$ . En un sustrato FR4 con constante dieléctrica  $\epsilon_r=4.4$ , la anchura de estas pistas sería  $W_{100}=0.32$  mm para una altura estándar de dieléctrico  $h=0.8$  mm, y  $W_{100}=0.76$  mm para  $h=1.6$  mm. En cuanto a los componentes, la anchura de los *pads* es  $W_{pad}=0.53$  mm para encapsulados 0402 y  $W_{pad}=0.8$  mm para encapsulados 0603. Por tanto, la altura de sustrato más apropiada para minimizar las discontinuidades de acceso a los componentes de los desfases es  $h=1.6$  mm, que proporciona una anchura de pista de 0.76 mm, que se sitúa entre 0.53 mm y 0.8 mm.

Con la ayuda del software AWR Microwave Office se han escogido componentes comerciales para implementar los dos desfases. Estos circuitos se han construido sobre dos placas de prueba que aparecen en las fotografías de la Fig. 9.14. Es importante constatar en la Fig. 9.14–(b) que los inductores  $L_H$  de la red paso-alto se realizan mediante dos bobinas dispuestas en serie. Los resultados de la simulación y medida de los desfases se representan en las Fig. 9.15 y Fig. 9.16.

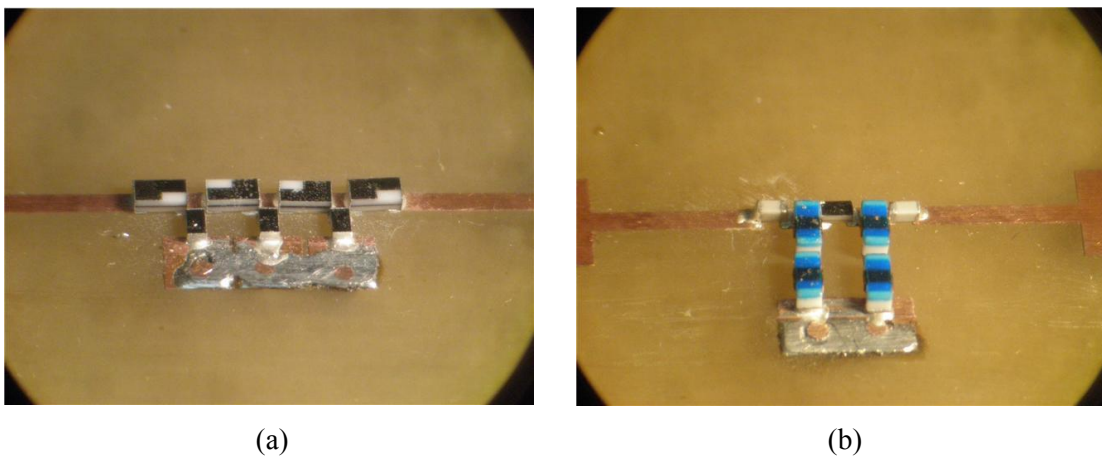


Fig. 9.14: Fotografías de los desfases contruidos. (a) Paso-bajo; (b) paso-alto.

En cuanto al desfaseador paso-bajo, a partir de 1.9 GHz se produce un empeoramiento de  $|S_{11}(f)|$ ,  $|S_{22}(f)|$  y  $|S_{21}(f)|$  causado por parásitos que no se han tenido en cuenta durante la simulación. No obstante, los resultados que se muestran en la Fig. 9.15 son bastante aceptables, con unas pérdidas de retorno superiores a los 15 dB en toda la banda y un error de fase inferior a  $7^\circ$  para la frecuencia  $f=1$  GHz, donde debería producirse el mínimo de la diferencia de fases. Como se comprueba en la Fig. 9.13 – (a), en condiciones ideales existe un margen de  $10^\circ$  con respecto al límite de  $70^\circ$ .

Por el contrario, en la respuesta de amplitud del desfaseador paso-alto (Fig. 9.16 – (a)) aparece una fuerte resonancia cerca de  $f=2.8$  GHz. Este comportamiento se atribuye a un posible acoplamiento magnético entre los dos pares de bobinas que se hallan muy próximas entre sí, como se observa en la Fig. 9.14 – (b).

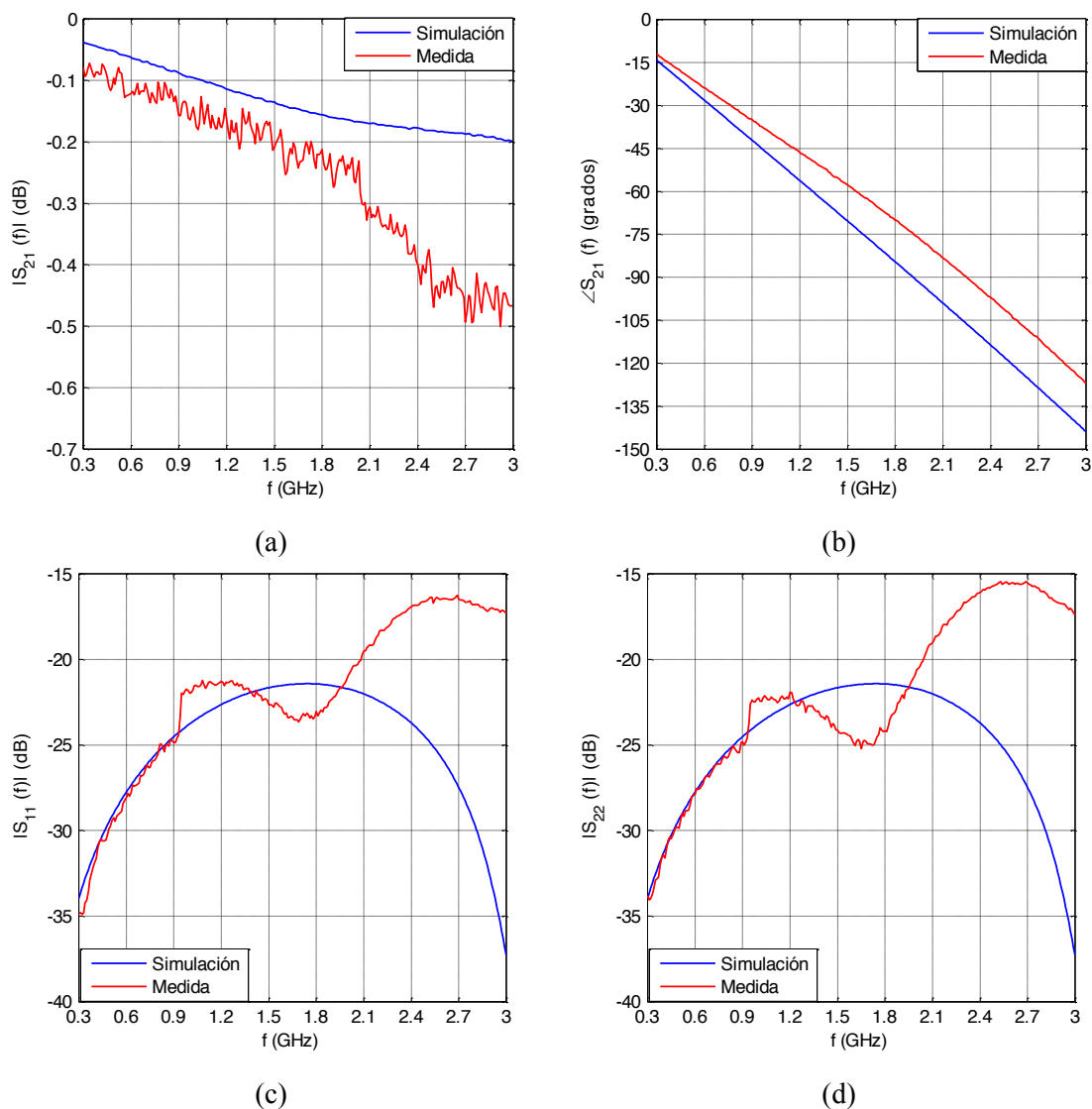


Fig. 9.15: Parámetros S del desfaseador paso-bajo. (a) Amplitud de  $S_{21}(f)$ ; (b) fase de  $S_{21}(f)$ ; (c) amplitud de  $S_{11}(f)$ ; (d) amplitud de  $S_{22}(f)$ . Curva azul: simulación; curva roja: medida.

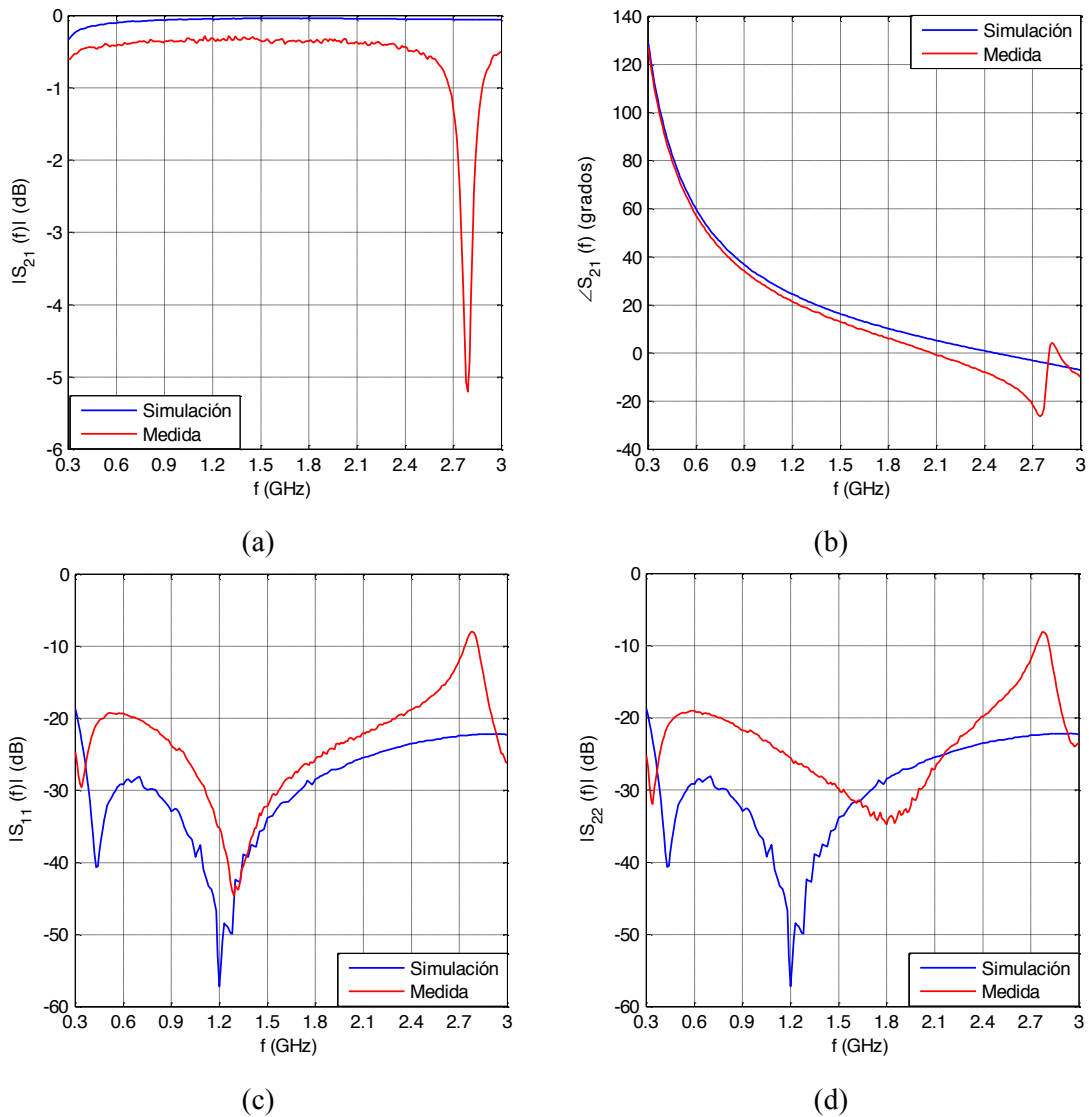


Fig. 9.16: Parámetros S del desfasador paso-alto. (a) Amplitud de  $S_{21}(f)$ ; (b) fase de  $S_{21}(f)$ ; (c) amplitud de  $S_{11}(f)$ ; (d) amplitud de  $S_{22}(f)$ . Curva azul: simulación; curva roja: medida.

A fin de mitigar este problema, se construye una segunda placa de pruebas paso-alto, donde las bobinas se disponen más alejadas entre sí para minimizar el acoplamiento mutuo, como se aprecia en la Fig. 9.17. Las medidas de este prototipo se exponen en la Fig. 9.18. Se observa que se consigue desplazar la resonancia de  $f=2.8$  GHz a  $f=2.9$  GHz. Así se puede utilizar el desfasador hasta más allá de  $f=2.7$  GHz. De esta forma, se logran unas pérdidas de retorno cercanas a los 20 dB en un ancho de banda superior a 9:1, con un error de fase inferior a  $3^\circ$  para  $f=1$  GHz.

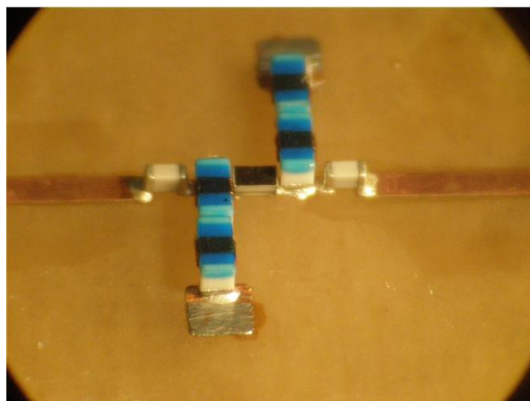


Fig. 9.17: Fotografía de la versión definitiva del desfasador paso-alto.

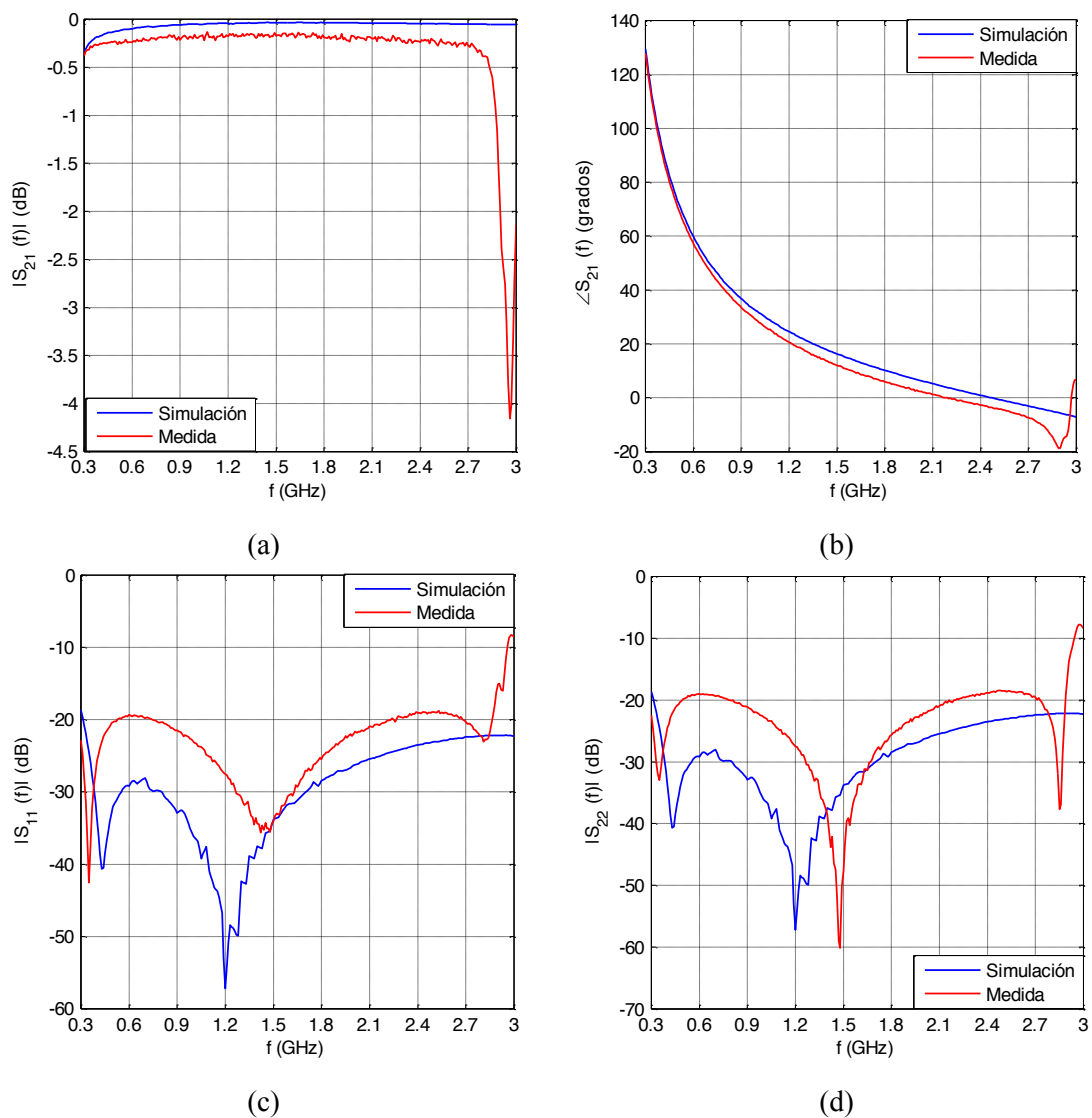


Fig. 9.18: Parámetros S del desfasador paso-alto definitivo. (a) Amplitud de  $S_{21}(f)$ ; (b) fase de  $S_{21}(f)$ ; (c) amplitud de  $S_{11}(f)$ ; (d) amplitud de  $S_{22}(f)$ . Curva azul: simulación; curva roja: medida.



Una vez que se ha validado el diseño de los desfasadores por medio de las medidas anteriores, se procede a la construcción del receptor completo según la estructura de la Fig. 9.2. El prototipo implementado se muestra en la fotografía de la Fig. 9.19, donde se identifican las partes más importantes del circuito.

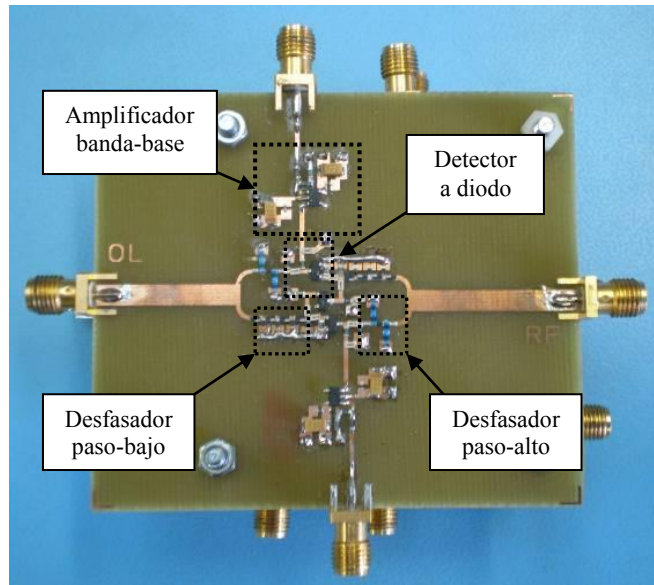


Fig. 9.19: Fotografía del prototipo de FPDR construido.

En la Fig. 9.20 se representan las medidas de parámetros S del receptor. En un rango desde  $f=300$  MHz hasta la máxima frecuencia de funcionamiento  $f=2.7$  GHz, las pérdidas de retorno son superiores a 15 dB en los puertos de OL y RF, mientras que el aislamiento decrece de 45 dB a  $f=300$  MHz hasta unos 18 dB a  $f=2.7$  GHz. Esta pérdida de aislamiento se debe a la capacidad parásita en paralelo que presentan los diodos, que tiende a reducir la impedancia serie de los detectores cuando sube la frecuencia. Es preciso destacar que este problema se podría solventar utilizando diodos concebidos para trabajar a frecuencias más elevadas.

Los parámetros  $q_i$  del prototipo de FPDR se muestran en la Fig. 9.21. El método de medida de estas constantes se describe en el Apéndice III. Todos los parámetros se han representado de forma relativa a  $q_4$ . Las medidas encajan con las simulaciones de forma razonable hasta una frecuencia  $f=2$  GHz. Entre  $f=2$  GHz y  $f=2.7$  GHz, los valores medidos de  $q_3$  y  $q_5$  se alejan sensiblemente de los datos de simulación. Esto ocurre a razón del *notch* que presenta la respuesta en frecuencia del desfasador paso-alto. En la Fig. 9.21 – (b) se comprueba que se satisface la condición expresada en la fórmula (9.14) en un ancho de banda superior a 9:1 (desde 300 MHz hasta una frecuencia superior a 2.7 GHz).

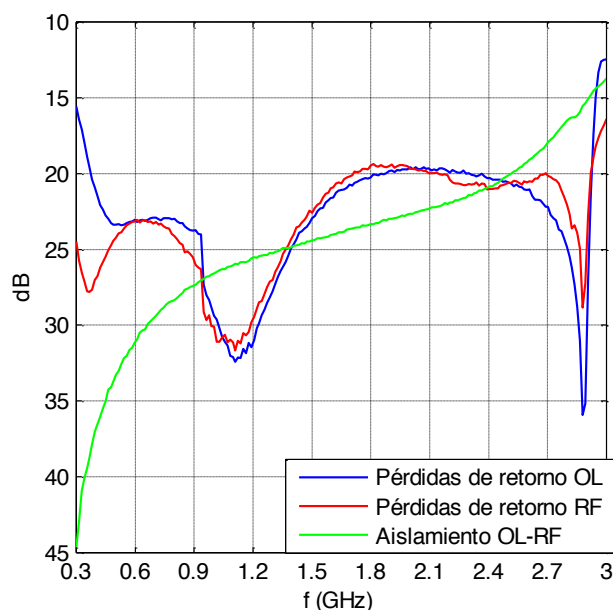


Fig. 9.20: Medida de los parámetros S del FPDR. Curva azul: pérdidas de retorno en el puerto de OL; curva roja: pérdidas de retorno en el puerto de RF; curva verde: aislamiento OL-RF.

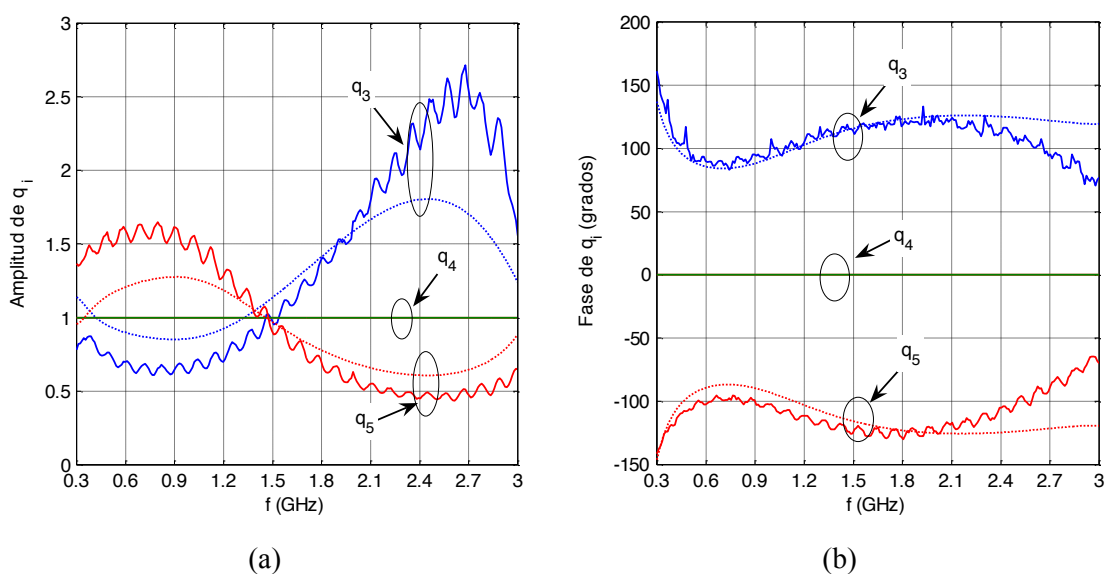


Fig. 9.21: Parámetros  $q_i$  del prototipo de FPDR, relativos a la posición de  $q_4$ . Líneas sólidas: medida; líneas discontinuas: simulación. (a) Amplitud; (b) fase. Curva azul:  $q_3$ ; curva verde:  $q_4$ ; curva roja:  $q_5$ .

### 9.4 Medida de la BER del FPDR

En esta sección se va a caracterizar la tasa de error de bit del prototipo de FPDR construido. Con este fin se va a emplear el mismo montaje de medida utilizado para el SPDR del Capítulo 8, que aparece en la Fig. 8.12. Para mejorar el comportamiento del receptor en alta potencia se va a utilizar el algoritmo de linealización de los detectores descrito en el apartado 8.6.

Mediante el mismo procedimiento aplicado al SPDR se ha determinado que la potencia óptima de oscilador local es  $-20$  dBm. Ya que el receptor presenta un aislamiento OL-RF mejor que 18 dB, las fugas de oscilador hacia la entrada de RF resultan inferiores a  $-38$  dBm.

Para calcular las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida se ha utilizado la ecuación (6.10). A fin de determinar el valor de las constantes de calibración  $A_i$  y  $C$ , se han empleado como estándares de señal tres símbolos de una modulación QPSK  $\mathcal{S}(m) = \{1, j, -j\}$  ( $m = 1 \dots 3$ ) más un estado  $\mathcal{S}(4) = 0$  en el cual no se inyecta señal en el receptor.

La BER se ha medido a 1 Mbaudio para una señal 16QAM a cinco frecuencias diferentes, como aparece en la Fig. 9.22. A las frecuencias  $f = 360$  MHz,  $f = 900$  MHz y  $f = 1.5$  GHz se consigue un rango dinámico de 40 dB para una BER inferior a  $10^{-3}$ . Con respecto a las frecuencias  $f = 2.1$  GHz y  $f = 2.7$  GHz, se obtiene un rango dinámico de 30 dB. Esta diferencia de prestaciones se debe a lo siguiente. Como se observa en la Fig. 9.21, a partir de  $f = 2$  GHz aumentan las diferencias entre  $|q_i|$  debido al efecto del *notch* del desfasador paso-alto. Por un lado, al detector  $D_3$  llega menos potencia de oscilador local, y, por tanto, se reduce la excursión del término de señal útil  $Re[G_3 H_3^* \cdot A_{Ol}(t) \cdot A_{RF}(t)]$  en  $P_3(t)$ . Para compensar este efecto, el valor de la constante  $A_3$  en la ecuación (6.10) debe crecer, generando una mayor sensibilidad a los errores en  $P_3(t)$  (causados por ruido y no linealidad). Un fenómeno similar tiene lugar en el detector  $D_5$ , donde el nivel de RF disminuye debido a las pérdidas de inserción del desfasador paso-alto.

A pesar de que las características del receptor se degradan a partir de  $f = 2$  GHz, el prototipo que se ha implementado consigue un rango dinámico de 40 dB para  $BER \leq 10^{-3}$  en un ancho de banda de 5:1 (0.3 – 1.5 GHz), y 30 dB en todo el intervalo de frecuencias de trabajo desde 300 MHz a 2.7 GHz, lo que implica una banda útil de funcionamiento de 9:1. Estos resultados suponen una notable mejora con respecto al SPDR del Capítulo 8, que logra 30 dB de rango dinámico en toda su banda de trabajo (0.8 – 2.4 GHz) y 39 dB a la frecuencia central de 1.6 GHz bajo las mismas condiciones.

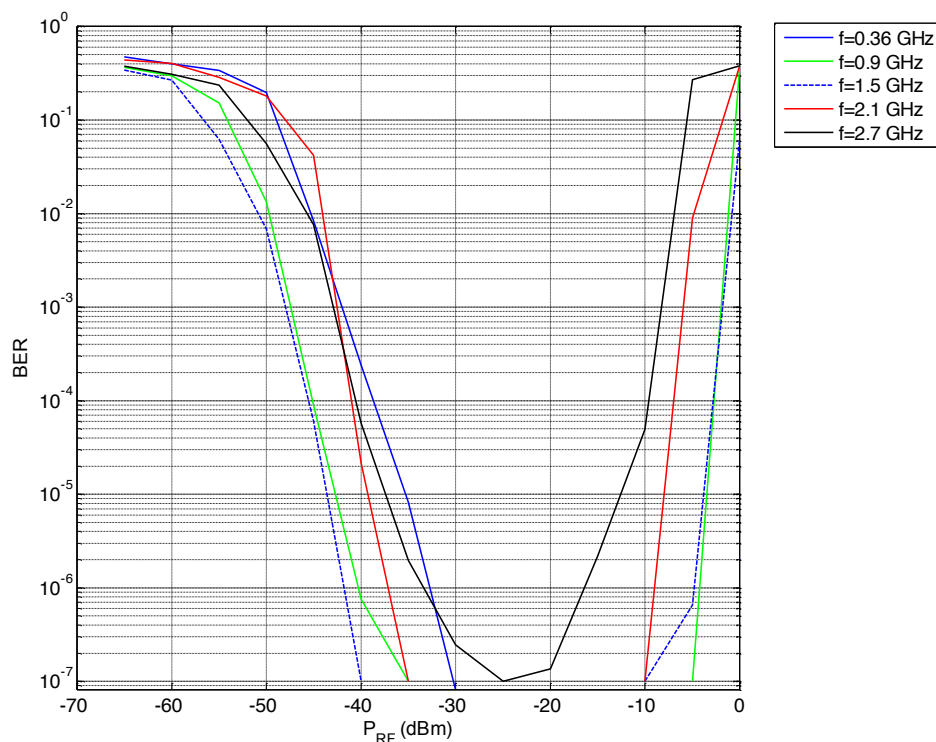


Fig. 9.22: Medida de la BER del FPDR frente a la frecuencia de portadora y la potencia de RF. Línea azul:  $f=360$  MHz; línea verde:  $f=900$  MHz; línea discontinua:  $f=1.5$  GHz; línea roja:  $f=2.1$  GHz; línea negra:  $f=2.7$  GHz.

## 9.5 Conclusiones

En este Capítulo se ha presentado un receptor *five-port* que minimiza las fugas de OL hacia el puerto de RF. El circuito aprovecha la característica no lineal que se consigue al utilizar de forma conjunta desfasadores paso-bajo y paso-alto para alcanzar un ancho de banda teórico superior a una década, lo que demuestra un gran potencial como receptor multibanda. Este resultado supone, además, una mejora importante sobre el receptor de seis puertos del Capítulo 8, cuyo rango de frecuencias de funcionamiento estaba limitado a menos de 3:1 por la respuesta de fase lineal que ofrecen los desfasadores paso-bajo.

Para demostrar la validez del enfoque propuesto se ha construido un prototipo en el rango de frecuencias desde 0.3 a 2.7 GHz, donde se ubican servicios de comunicaciones inalámbricas como GSM, UMTS, LTE, Bluetooth y algunas bandas de WiMAX. Las medidas de BER realizadas sobre el receptor han demostrado unas excelentes prestaciones en términos de rango dinámico en toda la banda de funcionamiento. Estos resultados se han comparado con la BER del SPDR del Capítulo 8 para poner de manifiesto las ventajas de esta nueva arquitectura de receptor multipuerto.

# 10 Conclusiones y líneas futuras de investigación

---

## 10.1 Conclusiones

---

Esta Tesis trata sobre la técnica de seis puertos, que permite hallar el cociente vectorial (es decir, en módulo y fase) entre dos ondas a partir de cuatro lecturas de potencia mediante un hardware muy simple [1]. En concreto, se han estudiado dos aplicaciones de esta tecnología: i) un Reflectómetro Óptico de Seis Puertos (OSPR) para la medida de dispositivos ópticos y ii) receptores multibanda de bajo coste para comunicaciones digitales inalámbricas.

### 10.1.1 Reflectómetro Óptico de Seis Puertos

---

A frecuencias ópticas, la Tesis se ha centrado en el desarrollo de un novedoso método C-OFDR con diversidad de fase para la caracterización de componentes ópticos pasivos mediante el Reflectómetro Óptico de Seis Puertos. En el Capítulo 3 se ha expuesto que las técnicas C-OFDR destacan por ofrecer un equilibrio satisfactorio entre las distintas características del instrumento (como, por ejemplo, la exactitud y duración del test). Según el Capítulo 4, la gran ventaja del OSPR frente a otros métodos C-OFDR reside en que no necesita una fibra de test para separar la respuesta del DUT de otras componentes que aparecen en un interferograma. Gracias a esta diferencia, el OSPR es menos sensible a las fuentes de error más importantes en un montaje C-OFDR: i) ruido de fase de la fuente láser sintonizable (TLS); ii) no linealidades del barrido de longitudes de onda y iii) imprecisiones en los instantes de muestreo de los interferogramas.

El núcleo del OSPR estudiado es un circuito pasivo *six-port* en tecnología óptica integrada, que fue propuesto a nivel teórico y validado mediante simulación en [31]. Desde 2006 se ha progresado en el diseño, fabricación y verificación de este circuito [32]. En torno a 2010 se

va a disponer de un primer prototipo del OSPR. En paralelo con este desarrollo hardware, se ha avanzado en un plano más teórico y de simulación para implementar la técnica de medida y anticipar problemas que aparecerían en un montaje experimental. En esta línea de trabajo se ubica esta Tesis, que aborda la investigación de métodos de calibración apropiados para el OSPR. Dichas técnicas deben resolver las dificultades que surgirían a frecuencias ópticas, como la escasez de cargas patrón, la baja repetibilidad de las conexiones y la sensibilidad a las perturbaciones mecánicas. A continuación se resumen las principales aportaciones de la Tesis en este sentido:

#### 1. Técnica de calibración simplificada y algoritmos de medida para el OSPR (Capítulo 4)

Entre los métodos utilizados a frecuencia de microondas para calibrar un reflectómetro *six-port* destaca por su robustez la reducción de seis a cuatro puertos propuesta por Wiedmann [18]. Este algoritmo consta de dos pasos: i) calibración del plano W, que requiere conectar al instrumento cinco cargas distintas, cuyos coeficientes de reflexión presenten el mismo módulo desconocido y ii) calibración del plano  $\Gamma$ , que necesita un mínimo de tres cargas patrón. En esta Tesis se han llevado a cabo los siguientes desarrollos para adaptar este método al OSPR propuesto:

- Calibración del plano W por medio de la técnica de espejo deslizante virtual (VSM).

Un análisis de los parámetros del OSPR revela una variación débil con la frecuencia. Por este motivo, es factible suponer que dichos parámetros son constantes en un *span* reducido en torno a cada longitud de onda. Esto permite sintetizar las cinco cargas necesarias a través del método VSM, que utiliza las lecturas de potencia medidas a cinco longitudes de onda dentro del *span* anterior cuando se conecta al instrumento un único *offset mirror* de cierta longitud  $L_f$ .

- Calibración aproximada del plano  $\Gamma$ .

En fibra óptica sólo se dispone con facilidad de dos cargas patrón: un espejo y una carga adaptada. El OSPR se puede calibrar sólo con estos dos estándares en vez de tres gracias a que la lectura de uno de los medidores de potencia del *setup* es, aproximadamente, proporcional a la potencia incidente sobre el DUT.

#### 2. Mejora de la técnica de calibración del plano $\Gamma$ (Capítulo 5)

La calibración aproximada del plano  $\Gamma$  con dos estándares limita las prestaciones del método propuesto en el Capítulo 4. En el Capítulo 5 se demuestra que es posible acercarse a la exactitud de una calibración completa del plano  $\Gamma$  si se reutilizan las cargas sintetizadas para la calibración del plano W por medio de VSM.

### 10.1.2 Topologías multipuerto de recepción homodina

---

A frecuencia de microondas, en esta Tesis se ha estudiado la aplicación de la técnica de seis puertos en el desarrollo de receptores multibanda de bajo coste para comunicaciones digitales inalámbricas. En el Capítulo 6 se ha explicado que el concepto de *radio software* [76] y la tecnología de circuitos integrados son esenciales para satisfacer la gran demanda de terminales inalámbricos baratos, fiables, que consuman poca potencia y sean compatibles con un gran número de sistemas de comunicaciones. Estos requisitos han favorecido a los receptores homodino y *low-IF* frente al esquema heterodino. Sin embargo, en alta frecuencia estas dos arquitecturas sufren de las imperfecciones del demodulador en cuadratura (desequilibrios de amplitud y fase y *offsets* de DC). Desde la década de 1990 se estudia reemplazar este dispositivo por un demodulador multipuerto [15,24]. Las ventajas más importantes de esta tecnología son: i) mayor resistencia frente a algunos de los problemas de los receptores homodinos convencionales; ii) bajo consumo y iii) gran potencial como receptor multibanda gracias a los algoritmos de calibración. Sus puntos débiles radican en un rango dinámico reducido y vulnerabilidad ante interferentes. Sin embargo, constituyen una alternativa interesante en situaciones de escasa interferencia que requieran un amplio rango de frecuencias de trabajo. Cabe citar, por ejemplo, aplicaciones como los equipos de medida de AT4 wireless o transceptores que operan en bandas poco pobladas (como la banda V). Las aportaciones más relevantes de la Tesis en cuanto a receptores multipuerto son:

1. Análisis de la exactitud de los algoritmos simplificados para la calibración de receptores *six-port* (Capítulo 7)

En primer lugar se han deducido las condiciones que debe satisfacer un receptor *six-port* para una calibración libre de errores por medio de los métodos simplificados de tres y cuatro estándares de señal [35]. Cuando el receptor presenta imperfecciones hardware (es decir, no verifica dichas condiciones a la perfección) se degrada la calidad de la señal. Este fenómeno se ha evaluado simulando la magnitud del error correspondiente a un cierto grado de imperfección del receptor. A partir de estos resultados, se deducen las especificaciones que un diseño debe cumplir para funcionar con una cierta penalización equivalente de relación señal a ruido.

2. Receptor *six-port* multibanda basado en desfasadores paso-bajo (Capítulo 8)

Las topologías *six-port* convencionales son difíciles de realizar tanto en rangos de frecuencia superiores a una octava como a frecuencias inferiores a los 10 GHz. A fin de superar este problema, en esta Tesis se presenta un novedoso receptor *six-port* que emplea un esquema de detección diferencial donde se aprovecha la elevada impedancia serie de los

diodos usados a frecuencias de microondas y milimétricas. De esta forma, se logra un notable aislamiento OL–RF en un gran ancho de banda y se reduce la circuitería pasiva del receptor a cuatro desfases paso-bajo de  $60^\circ$  que se pueden implementar con elementos concentrados. Para demostrar la viabilidad de este enfoque se ha construido un prototipo en la banda 0.8 GHz–2.4 GHz. En los límites de dicha banda se observa una pérdida de rango dinámico causada por la respuesta de fase lineal de los desfases.

### 3. Receptor *five-port* multibanda basado en desfases paso-bajo y paso-alto (Capítulo 9)

Primero se ha deducido la condición de fase que deben satisfacer los desfases del receptor para un funcionamiento óptimo. A continuación se ha propuesto un receptor *five-port* que supone una gran mejora con respecto a la aportación anterior. Por un lado, se ha pasado de seis a cinco puertos con objeto de simplificar el hardware. Por otro lado, en esta ocasión se utilizan dos desfases paso-bajo y dos paso-alto. De esta manera, se consigue una respuesta de fase no lineal que cumple la condición de fase en un ancho de banda superior a una década. Con el propósito de probar las ventajas de esta arquitectura se ha implementado un prototipo en la banda de 300 MHz a 2.7 GHz, donde se ubican importantes sistemas de comunicaciones como GSM, UMTS, Bluetooth o LTE.

## 10.2 Líneas futuras de investigación

---

### 10.2.1 Caracterización de dispositivos fotónicos

---

#### 1. Desarrollar un modelo más sofisticado para la simulación del OSPR

El modelo actual sólo tiene en cuenta los parámetros de *scattering* de los distintos componentes del instrumento. Sin embargo, para realizar simulaciones más realistas sería necesario incluir los efectos de:

- El *backscatter* de Rayleigh.
- El ruido de fase del TLS.
- Las no linealidades del barrido de longitudes de onda.
- Las imprecisiones de los instantes de muestreo de los interferogramas.
- La repetibilidad de las conexiones.
- Perturbaciones mecánicas.
- La respuesta en frecuencia, el ruido y la distorsión que introduce la electrónica que procesa las lecturas de potencia.
- Estándares de calibración imperfectos.



## 2. Refinar el procedimiento de calibración del OSPR

- La presente realización del método de calibración del OSPR conlleva medir tres cargas: un *offset mirror* de longitud  $L_i$ , un espejo y una carga adaptada. Como los montajes interferométricos son muy sensibles a las perturbaciones mecánicas, sería beneficioso reducir aún más este número. Con este propósito conviene observar que la carga adaptada coincide con el vértice del paraboloide que definen las lecturas relativas de potencia  $p_i$  según la ecuación (2.22). Por tanto, la información correspondiente a dicho estándar se podría extraer de las constantes de calibración del plano W y así se evitaría una conexión.
- En la sección 5.2.1 se ha puesto de manifiesto que los errores causados por el método VSM aparecen en las constantes de calibración del reflectómetro como variaciones muy rápidas con la frecuencia. Este hecho sugiere la posibilidad de filtrar dichos errores con el fin de mejorar las características del instrumento.

## 3. Construir un prototipo del OSPR

La prueba definitiva para demostrar las prestaciones de la técnica de medida propuesta consiste en construir y caracterizar un prototipo del OSPR. Durante esta fase del desarrollo del instrumento será necesario integrar todos los componentes hardware y software del sistema, automatizar el proceso de medida y resolver los problemas que se presenten en la práctica.

### 10.2.2 Receptores de bajo coste para comunicaciones inalámbricas

---

#### 1. Incrementar el rango dinámico de funcionamiento del receptor *five-port* basado en desfases paso-bajo y paso-alto

- Como se ha comentado en el Capítulo 8, una solución prometedora para lograr este objetivo consiste en sustituir los detectores a diodo por otros dispositivos que satisfagan la aproximación de ley cuadrática en un mayor rango de potencias de entrada, como los transistores FET.
- Optimizar el rango dinámico de trabajo implica mantener con exactitud un desfase de  $120^\circ$  en todo el ancho de banda de funcionamiento. En el Capítulo 9 se observa que resulta imposible satisfacer este requisito con desfases paso-bajo/paso-alto en una banda de frecuencias superior a una década. Por el contrario, es mucho más sencillo conseguir desfases inferiores a los  $90^\circ$ .

Una manera de superar este obstáculo consiste en modificar la estructura del receptor para que las fases de  $q_i$  sean  $\angle q_3=60^\circ$ ,  $\angle q_4=180^\circ$  y  $\angle q_5=-60^\circ$  en vez de

$\angle q_3 = 120^\circ$ ,  $\angle q_4 = 0^\circ$  y  $\angle q_5 = -120^\circ$ . De este modo, las redes paso-bajo/paso-alto deben introducir un desfase de  $60^\circ$  en vez de  $120^\circ$ , lo que se consigue más fácilmente en una banda de frecuencias amplia. No obstante, sería necesario un elemento capaz de proporcionar un desfase de  $180^\circ$  para  $q_4$  en varios gigahercios de ancho de banda. Una posible realización de este dispositivo es el denominado *phase-swap* o intercambiador de fase [104], que se implementa en líneas de transmisión balanceadas (como *parallel-strip line* y líneas coplanares), donde las líneas positiva y negativa permutan su posición mediante *via-holes* o *bond-wires* (ver la Fig. 10.1).

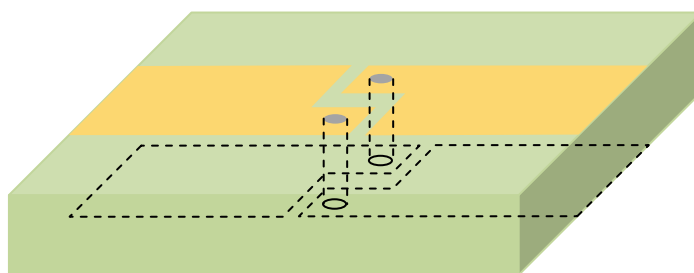


Fig. 10.1: Intercambiador de fase en *parallel-strip line*. Las líneas positiva y negativa permutan su posición a través de dos *via-holes*.

## 2. Desarrollo de un receptor *six-port* analógico de banda ancha

Otra aplicación interesante de las tecnologías de desfases paso-bajo/paso-alto y *phase-swap* se halla en la implementación de un receptor *six-port* analógico de banda ancha que soporte regímenes binarios elevados. Es preciso recordar que en estos receptores se necesita que las ondas de OL y RF lleguen a los cuatro detectores de potencia con desfases múltiplos de  $90^\circ$ . Aunque en la configuración habitual estos desfases son de  $0^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  y  $180^\circ$ , de igual modo podrían tomar valores de  $\pm 45^\circ$  y  $\pm 135^\circ$ . La ventaja de este cambio de enfoque reside en que, mediante redes paso-bajo y paso-alto, se obtiene el desfase de  $\pm 45^\circ$  con errores inferiores a  $\pm 2^\circ$  en un ancho de banda que supera la octava [102]. Finalmente, si se combina un *phase-swap* con otro circuito paso-bajo/paso-alto sería factible realizar los desfases restantes de  $\pm 135^\circ$  en todo el rango de frecuencias de funcionamiento.

## 11 Apéndice I: Cálculo de las constantes de calibración según las técnicas de tres y cuatro estándares de señal

---

### 11.1 Resolución del problema para el método de cuatro estándares de señal

---

A continuación se describen de forma matricial los sistemas de ecuaciones lineales (7.6) y (7.7), cuyas incógnitas son las constantes de calibración del SPDR  $A_{rj}$ ,  $A_{ij}$ ,  $C_r$  y  $C_i$  ( $j=3, 5, 6$ ):

$$\begin{bmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & 1 \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & 1 \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & 1 \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{r3} \\ A_{r5} \\ A_{r6} \\ C_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I(1) \\ I(2) \\ I(3) \\ I(4) \end{bmatrix} \quad (11.1)$$

$$\begin{bmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & 1 \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & 1 \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & 1 \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{i3} \\ A_{i5} \\ A_{i6} \\ C_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q(1) \\ Q(2) \\ Q(3) \\ Q(4) \end{bmatrix} \quad (11.2)$$

Para resolver el problema por medio de la regla de Cramer es necesario calcular, en primer lugar, el determinante  $D_4$ :

$$D_4 = \begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & 1 \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & 1 \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & 1 \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & 1 \end{vmatrix} \quad (11.3)$$

Finalmente, las constantes de calibración se obtienen mediante las ecuaciones (11.4 – 11.11).

$$A_{r3} = \frac{\begin{vmatrix} I(1) & p_5(1) & p_6(1) & 1 \\ I(2) & p_5(2) & p_6(2) & 1 \\ I(3) & p_5(3) & p_6(3) & 1 \\ I(4) & p_5(4) & p_6(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.4)$$

$$A_{r5} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & I(1) & p_6(1) & 1 \\ p_3(2) & I(2) & p_6(2) & 1 \\ p_3(3) & I(3) & p_6(3) & 1 \\ p_3(4) & I(4) & p_6(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.5)$$

$$A_{r6} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & I(1) & 1 \\ p_3(2) & p_5(2) & I(2) & 1 \\ p_3(3) & p_5(3) & I(3) & 1 \\ p_3(4) & p_5(4) & I(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.6)$$

$$C_r = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & I(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & I(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & I(3) \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & I(4) \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.7)$$

$$A_{i3} = \frac{\begin{vmatrix} Q(1) & p_5(1) & p_6(1) & 1 \\ Q(2) & p_5(2) & p_6(2) & 1 \\ Q(3) & p_5(3) & p_6(3) & 1 \\ Q(4) & p_5(4) & p_6(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.8)$$

$$A_{i5} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & Q(1) & p_6(1) & 1 \\ p_3(2) & Q(2) & p_6(2) & 1 \\ p_3(3) & Q(3) & p_6(3) & 1 \\ p_3(4) & Q(4) & p_6(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.9)$$

$$A_{i6} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & Q(1) & 1 \\ p_3(2) & p_5(2) & Q(2) & 1 \\ p_3(3) & p_5(3) & Q(3) & 1 \\ p_3(4) & p_5(4) & Q(4) & 1 \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.10)$$

$$C_i = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) & Q(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) & Q(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) & Q(3) \\ p_3(4) & p_5(4) & p_6(4) & Q(4) \end{vmatrix}}{D_4} \quad (11.11)$$

## 11.2 Resolución del problema para el método de tres estándares de señal

---

Los sistemas de ecuaciones (7.13) y (7.14), cuyas incógnitas son los parámetros de calibración  $A_{rj}$  y  $A_{ij}$  ( $j=3, 5, 6$ ) del método de tres estándares de señal, se pueden expresar mediante notación matricial como sigue:

$$\begin{bmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{r3} \\ A_{r5} \\ A_{r6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I(1) \\ I(2) \\ I(3) \end{bmatrix} \quad (11.12)$$

$$\begin{bmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{i3} \\ A_{i5} \\ A_{i6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q(1) \\ Q(2) \\ Q(3) \end{bmatrix} \quad (11.13)$$

Como paso previo a resolver los sistemas (11.12 – 11.13) a través de la regla de Cramer, se debe calcular el determinante  $D_3$ :

$$D_3 = \begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & p_6(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & p_6(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & p_6(3) \end{vmatrix} \quad (11.14)$$

Por último, se hallan  $A_{rj}$  y  $A_{ij}$ :

$$A_{r3} = \frac{\begin{vmatrix} I(1) & p_5(1) & p_6(1) \\ I(2) & p_5(2) & p_6(2) \\ I(3) & p_5(3) & p_6(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.15)$$

$$A_{r5} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & I(1) & p_6(1) \\ p_3(2) & I(2) & p_6(2) \\ p_3(3) & I(3) & p_6(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.16)$$

$$A_{r6} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & I(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & I(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & I(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.17)$$

$$A_{i3} = \frac{\begin{vmatrix} Q(1) & p_5(1) & p_6(1) \\ Q(2) & p_5(2) & p_6(2) \\ Q(3) & p_5(3) & p_6(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.18)$$

$$A_{i5} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & Q(1) & p_6(1) \\ p_3(2) & Q(2) & p_6(2) \\ p_3(3) & Q(3) & p_6(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.19)$$

$$A_{i6} = \frac{\begin{vmatrix} p_3(1) & p_5(1) & Q(1) \\ p_3(2) & p_5(2) & Q(2) \\ p_3(3) & p_5(3) & Q(3) \end{vmatrix}}{D_3} \quad (11.20)$$

## 12 Apéndice II: Dependencia del método de cuatro estándares de señal con los parámetros $q_i$

---

En este Apéndice se va a demostrar que, si las medidas de potencia son ideales, entonces las prestaciones de la técnica de calibración con cuatro estándares de señal (ver Capítulo 7) no dependen del valor de las constantes  $q_i$ . Esto equivale a probar que el resultado de las fórmulas de demodulación es independiente de  $q_i$ . Las ecuaciones (7.4–7.5) se pueden desarrollar en función del valor de la envolvente compleja de RF  $A_{RF} = I + j \cdot Q$ , las fórmulas de lectura de potencia y la salida  $s_{RF}$  del algoritmo de demodulación para obtener la relación siguiente:

$$|A_{RF}|^2 \cdot \left( \sum_{i=3,5,6} A_i + C \cdot |\Gamma_g|^2 \right) + \sum_{i=3,5,6} A_i \cdot |q_i|^2 - 2 \cdot I \cdot \sum_{i=3,5,6} A_i \cdot \text{Re}(q_i) - 2 \cdot Q \cdot \sum_{i=3,5,6} A_i \cdot \text{Im}(q_i) = s_{RF} \cdot |1 - A_{RF} \cdot \Gamma_g|^2 \quad (12.1)$$

Agrupando los términos de la ecuación (12.1) se tiene que

$$|A_{RF}|^2 \cdot B_1 + B_2 + B_3 \cdot I + B_4 \cdot Q = s_{RF} \cdot |1 - A_{RF} \cdot \Gamma_g|^2 \quad (12.2)$$

Para los estándares de señal  $S(m) = I(m) + j \cdot Q(m)$  ( $m=1 \dots 4$ ), a partir de la fórmula (12.2) es posible construir el siguiente sistema de ecuaciones:

$$|S(m)|^2 \cdot B_1 + B_2 + B_3 \cdot I(m) + B_4 \cdot Q(m) = S(m) \cdot |1 - S(m) \cdot \Gamma_g|^2 \quad (12.3)$$

Ya que en este sistema sólo aparecen  $S(m)$  y  $\Gamma_g$ , las constantes  $B_i$  ( $i=1..4$ ) únicamente pueden estar relacionadas con estos parámetros. La consecuencia de esta deducción es que el valor de  $s_{RF}$  no está condicionado por las constantes  $q_i$ .



## 13 Apéndice III: Medida de los parámetros $q_i$ de un receptor multipuerto

El procedimiento que se ha empleado en esta Tesis para medir los parámetros  $q_i$  de los receptores multipuerto que se han construido consiste en lo siguiente. Como se observa en la Fig. 13.1, se inyecta una señal de onda continua a frecuencia  $f_{OL}$  en el puerto de oscilador local, y otra a frecuencia  $f_{RF} = f_{OL} + \Delta f$  en el puerto de RF. En estas condiciones, la envolvente compleja  $A_{RF}(t)$  de la señal de RF es:

$$A_{RF}(t) = \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot t} \quad (13.1)$$

En dicha fórmula,  $P_{RF}$  y  $P_{OL}$  son las potencias de RF y OL, respectivamente.

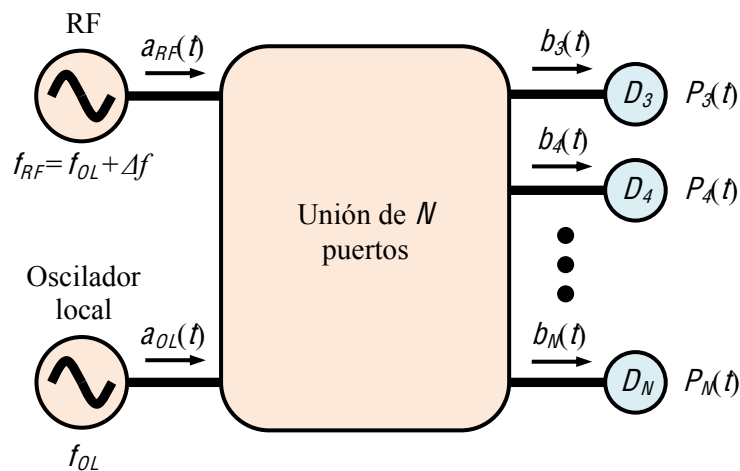


Fig. 13.1: Montaje para la medida de los parámetros  $q_i$  del receptor multipuerto.

A partir de las expresiones (6.8) y (13.1) se pueden calcular las salidas  $P_i(t)$  de los  $N-2$  detectores de potencia  $D_i$  ( $i=3 \dots N$ ) por medio de la ecuación (13.2).

$$P_i(t) = k_i(f_{OL}) \cdot |A_{OL}|^2 \cdot \left[ \frac{P_{RF}}{P_{OL}} + |q_i|^2 - 2 \cdot |q_i| \cdot \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot t - \phi_{q_i}) \right] \quad (13.2)$$

A continuación se explica cómo determinar las amplitudes y fases de  $q_i$  a partir de las formas de onda  $P_i(t)$ .

### 13.1 Medida de las amplitudes de $q_i$

---

Los valores máximo  $P_{i,máx}$  y mínimo  $P_{i,mín}$  de  $P_i(t)$  se obtienen como:

$$P_{i,máx} = k_i(f_{OL}) \cdot |A_{OL}|^2 \cdot \left( |q_i| + \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}} \right)^2 \quad (13.3)$$

$$P_{i,mín} = k_i(f_{OL}) \cdot |A_{OL}|^2 \cdot \left( |q_i| - \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}} \right)^2 \quad (13.4)$$

La raíz cuadrada de  $P_{i,máx}/P_{i,mín}$  es una función de  $P_{RF}/P_{OL}$  y  $|q_i|$ :

$$\sqrt{\frac{P_{i,máx}}{P_{i,mín}}} = \frac{|q_i| + \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}}}{|q_i| - \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}}} \quad (13.5)$$

El valor de  $|q_i|$  se puede deducir de la ecuación (13.5) si se conoce el valor de  $P_{RF}/P_{OL}$ . Para evitar la ambigüedad de signo que surge de dicha fórmula, en adelante se supone que  $|q_i| > (P_{RF}/P_{OL})^{1/2}$ . De este modo, se tiene que:

$$|q_i| = \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{OL}}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{P_{i,máx}}{P_{i,mín}} + 1}}{\sqrt{\frac{P_{i,máx}}{P_{i,mín}} - 1}} \quad (13.6)$$

donde todas las medidas de potencia se expresan en unidades lineales.

## 13.2 Medida de las fases de $q_i$

En la forma de onda sinusoidal que representa la ecuación (13.2) se encuentra implícita la información de fase de  $q_i$ . Sin embargo, dado que el criterio que define el origen de fases es totalmente arbitrario, el método propuesto sólo es capaz de hallar las fases de  $q_i$  de manera relativa. Esto quiere decir, por ejemplo, que se pueden calcular las diferencias de fase  $\angle q_i - \angle q_3$  ( $i=4 \dots M$ ). El procedimiento para realizar esta medida se explica en la Fig. 13.2:

- i) Se observan las formas de onda para estimar el retardo  $T_{i3}$  de  $P_i(t)$  con respecto a  $P_3(t)$ . Se toman los nullos como referencia porque la medida resulta menos sensible al ruido en ese punto, gracias a que la pendiente de la senoide es máxima.
- ii) A partir de  $T_{i3}$  se calculan las fases de  $q_i$  relativas a  $q_3$  (en radianes) por medio de:

$$\angle q_i - \angle q_3 = 2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot T_{i3} \quad (13.7)$$

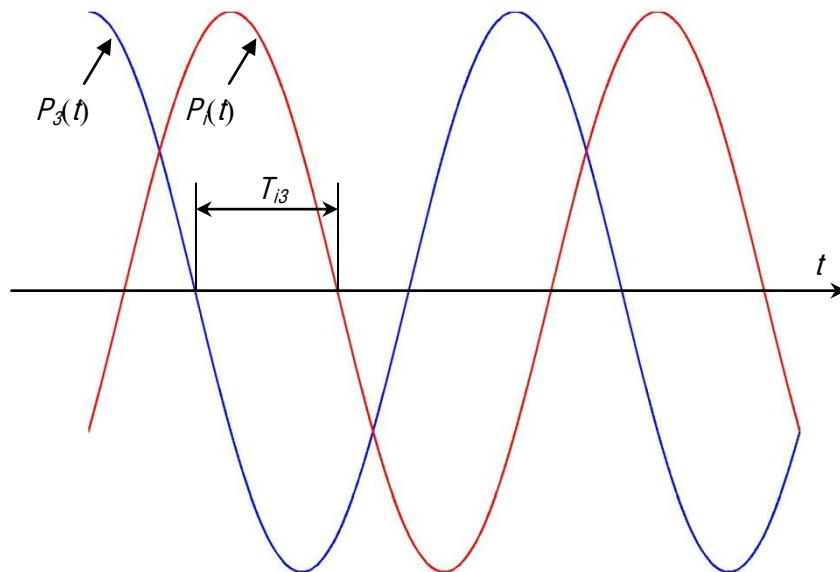


Fig. 13.2: Medida relativa de las fases de  $q_i$  a partir de las formas de onda entregadas por los detectores de potencia.



## 14 Bibliografía

---

- [1] G. F. Engen, "The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, nº 12, págs. 1075-1080, diciembre 1977.
- [2] D. Rytting, "ARFTG 50 Year Network Analyzer History", *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, págs. 11-18, junio 2008.
- [3] R. J. Mailloux y F. J. LaRussa, "A Microwave Phase Bridge Technique for Measuring the Mutual Coupling of Identical Coupled Antennas (Correspondence)", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, nº 2, págs. 129-130, febrero 1968.
- [4] S. A. Dyer, *Survey of Instrumentation and Measurement*, 1ª ed.: Wiley-IEEE Press, 2001.
- [5] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers", *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog Digit. Signal Process.*, vol. 44, nº 6, págs. 428-435, junio 1997.
- [6] U. F. Gartner y B. Schiek, "Accuracy of RF-vector-voltmeters", *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1988*, págs. 260-264, abril 1988.
- [7] E. C. Niehenke, R. A. Pucel, y I. J. Bahl, "Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, nº 3, págs. 846-857, marzo 2002.
- [8] M. Muraguchi, T. Yukitake, y Y. Naito, "Optimum Design of 3-dB Branchline Couplers Using Microstrip Lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 31, nº 8, págs. 674-678, agosto 1983.
- [9] J. Lange, "Interdigitated stripline quadrature hybrid", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 17, nº 12, págs. 1150-1151, diciembre 1969.
- [10] H. C. Chen y C. Y. Chang, "Modified Vertically Installed Planar Couplers for Ultrabroadband Multisection Quadrature Hybrid", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, nº 8, págs. 446-448, agosto 2006.
- [11] M. Golio, *The RF and Microwave Handbook*, 2ª ed.: CRC Press, 2008.
- [12] J. C. Lamy y F. K. David, "Broadband Input Mixers for a Microwave Spectrum Analyzer", *Hewlett-Packard Journal*, págs. 8-13, agosto 1979.
- [13] H. M. Cronson y L. Susman, "A Six-Port Automatic Network Analyzer", *IEEE Trans.*

- Microw. Theory Tech.*, vol. 25, nº 12, págs. 1086-1091, diciembre 1977.
- [14] C. A. Hoer, "The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 21, nº 4, págs. 466-470, noviembre 1972.
- [15] J. Li, R. G. Bosisio, y K. Wu, "Computer and measurement simulation of a new digital receiver operating directly at millimeter-wave frequencies", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, nº 12, págs. 2766-2772, diciembre 1995.
- [16] F. M. Ghannouchi y R. G. Bosisio, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards", *IEEE Trans. Microw. Theor. Tech.*, vol. 36, nº 3, págs. 434-439, marzo 1988.
- [17] G. F. Engen, "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 26, nº 12, págs. 951-957, diciembre 1978.
- [18] F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault, y L. Jallet, "A new robust method for six-port reflectometer calibration", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, nº 5, págs. 927-931, octubre 1999.
- [19] G. F. Engen y C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, nº 12, págs. 987-993, diciembre 1979.
- [20] J. R. Juroshek y C. A. Hoer, "A High-Power Automatic Network Analyzer for Measuring the RF Power Absorbed by Biological Samples in a TEM Cell", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, nº 8, págs. 818-824, agosto 1984.
- [21] C. A. Hoer, "A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, nº 12, págs. 1070-1074, diciembre 1977.
- [22] J. R. Juroshek y C. A. Hoer, "A Technique for Extending the Dynamic Range of the Dual Six-Port Network Analyzer", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, nº 6, págs. 453-459, junio 1985.
- [23] R. J. Gutmann y K. Rose, "An Inherent Tradeoff in Noncoherent Detection", *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, nº 10, págs. 1291-1293, octubre 1978.
- [24] J. Li, R. G. Bosisio, y K. Wu, "A Six-Port Digital Millimeter Wave Receiver", en *Dig. IEEE MTT-S'94*, San Diego, 1994, págs. 1659-1662.
- [25] Anton Kuchar, "Progress in research on photonic infrastructure for the next generation networks", en *2000 2nd International Conference on Transparent Optical Networks*, Gandsk, Polonia, 2000, págs. 3-4.
- [26] Biswanath Mukherjee, "WDM Optical Communication Networks: Progress and

- Challenges”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, nº 10, págs. 1810-1824, octubre 2000.
- [27] Shaoeng Song, “An overview of DWDM networks”, *IEEE Canadian Review-Spring 2001*, págs. 15-18, 2001.
- [28] T. Niemi, M. Uusimaa, y H. Ludvigsen, “Limitations of phase-shift method in measuring dense group delay ripple of fiber Bragg gratings”, *IEEE Phot. Tech. Letters*, vol. 13, nº 12, págs. 1334-1336, diciembre 2001.
- [29] A. F. Obaton et al., “Characterization of Fiber Bragg Gratings by Phase-Sensitive Optical Low-Coherence Reflectometry”, *IEEE Trans. Instr. Meas.*, vol. 55, nº 5, págs. 1696-1703, octubre 2006.
- [30] M. Frogatt, J. Moore, y T. Erdogan, “Full complex transmission and reflection characterization of a Bragg grating in a single laser sweep”, en *Optical Fiber Communication Conference, 2000*, vol. 2, 2000, págs. 22-24.
- [31] I. Molina Fernández, J. G. Wangüemert Pérez, A. Ortega Moñux, R. G. Bosisio, y K. Wu, “Planar Lightwave Circuit Six-Port Technique for Optical Measurements and Characterizations”, *IEEE J. Lightw. Tech.*, vol. 23, nº 6, págs. 2148-2157, junio 2005.
- [32] R. Halir et al., “Integrated Optical Six-Port Reflectometer in Silicon on Insulator”, *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, nº 23, págs. 5405-5409, diciembre 2009.
- [33] I. Molina Fernández y J. de Oliva Rubio, “Effects of phase noise in an optical six-port measurement technique”, *Optics Express*, vol. 13, nº 7, págs. 2475-2486, abril 2005.
- [34] J. Li, R. G. Bosisio, y K. Wu, “Dual-tone calibration of six-port junction and its application to the six-port direct digital millimetric receiver”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, nº 1, págs. 93-99, enero 1996.
- [35] Y. Xu y R. G. Bosisio, “On the real-time calibration of six-port receivers (SPRs)”, *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 20, nº 5, págs. 318-322, marzo 1999.
- [36] T. Hentschel, “The six-port as a communications receiver”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, nº 3, págs. 1039-1047, marzo 2005.
- [37] S. Haruyama, R. H. Morelos-Zaragoza, y Y. Sanada, “A Software Radio Platform with Direct Conversion: SOPRANO”, en *Proc. WPMC'01*, Aalborg, Dinamarca, 2001, págs. 237-240.
- [38] X. Z. Xiong y V. F. Fusco, “Wideband 0.9 GHz to 5 GHz six-port and its application as digital modulation receiver”, *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 150, nº 4, págs. 301-307, agosto 2003.
- [39] S.O. Tatu, E. Moldovan, Ke Wu, y R.G. Bosisio, “A new direct millimeter wave six-port receiver”, en *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 3,

- 2001, págs. 1809-1812.
- [40] M. Mohajer, A. Mohammadi, y A. Abdipour, “Direct conversion receivers using multiport structures for software-defined radio systems”, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, nº 2, págs. 363-372, abril 2007.
- [41] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), “TS 36.101: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception”, junio 2009.
- [42] I. Molina-Fernández, P. Pérez-Lara, y J. G. Wangüemert-Pérez, “Simplified Calibration Strategy for an Optical Six-Port Reflectometer”, vol. 13, nº 20, págs. 8243-8255, octubre 2005.
- [43] I. Molina-Fernández, P. Pérez-Lara, y J. G. Wangüemert-Pérez, “Sistema de medida de componentes ópticos DWDM basado en el interferómetro de seis puertos”, *4ª Reunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL 2005)*, págs. 431-436, julio 2005.
- [44] I. Molina-Fernández, P. Pérez-Lara, y J. G. Wangüemert-Pérez, “Swept Wavelength Optical Six-Port Measurement System”, *MELECON 2006*, págs. 356-359, mayo 2006.
- [45] P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernández, y J. G. Wangüemert-Pérez, “Effects of hardware imperfections on six-port direct digital receivers calibrated with three and four signal standards”, *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, nº 2, págs. 171-176, abril 2006.
- [46] P. Pérez-Lara, J. G. Wangüemert-Pérez, y I. Molina-Fernández, “Nuevo Receptor de Seis Puertos de Banda Ancha”, *XX Simposium Nacional de la URSI 2005*, septiembre 2005.
- [47] P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernández, J. G. Wangüemert-Pérez, A. González-Salguero, y J. A. Medina-Rodríguez, “Novel Wideband Six-Port Receiver Structure”, *European Microwave Conference 2007*, págs. 1030-1033, octubre 2007.
- [48] J. A. Medina-Rodríguez, P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernández, y J. G. Wangüemert-Pérez, “Efecto de la No Linealidad de los Detectores de Potencia en un Receptor de Seis Puertos”, *XXII Simposium Nacional de la URSI 2007*, septiembre 2007.
- [49] P. Pérez-Lara, J. A. Medina-Rodríguez, I. Molina-Fernández, J. G. Wangüemert-Pérez, y A. González-Salguero, “Wideband Homodyne Six-Port Receiver with High LO-RF Isolation”, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 3, nº 5, págs. 882-888, agosto 2009.
- [50] P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernández, J. G. Wangüemert-Pérez, y A. Rueda-Pérez, “Broadband Five-Port Direct Receiver Based on Low-Pass and High-Pass Phase Shifters”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, nº 4, págs. 849-853, abril 2010.
- [51] C. Miguélez, B. Huyart, E. Bergeault, y L. Jallet, “A New Automobile Radar Based on the



- Six-Port Phase/Frequency Discriminator”, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 49, nº 4, págs. 1416-1423, julio 2000.
- [52] F. Rangel de Sousa, G. Neveux, B. A. García, y B. Huyart, “Five-port junction: In the way of general public applications”, *32nd European Microwave Conference, 2002*, págs. 1-4, octubre 2002.
- [53] Andrew Odlyzko, “Internet traffic growth: Sources and implications”, *DTC Research Report 2003/10*, diciembre 2003.
- [54] R. J. Bates y D. W. Gregory, *Voice & Data Communications Handbook*, 5ª ed.: McGraw-Hill Professional, 2007.
- [55] G. Wellbrock y T. J. Xia, “The Road to 100G Deployment”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, nº 3, págs. S14-S18, marzo 2010.
- [56] P. Petruzzi, C. Lowry, y P. Sivanesan, “Dispersion compensation using only fiber Bragg gratings”, *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 5, nº 5, págs. 1339-1344, septiembre/octubre 1999.
- [57] L. G. Cohen, “Comparison of single-mode fiber dispersion measurement techniques”, *IEEE Journal Lightw. Tech.*, vol. 3, nº 5, págs. 958-966, octubre 1985.
- [58] J. King et al., “Development of a coherent OTDR instrument”, *Journal Lightw. Tech.*, vol. 5, nº 4, págs. 616-624, abril 1987.
- [59] A.-F. Obaton, Y. Jaouen, C. Palavacini, y C. Lepers, “Phase-sensitive OLCR technique applied to fiber group-velocity dispersion and birefringence measurements”, en *Proceedings of the Lightwave Technologies in Instrumentation and Measurement Conference 2004*, 2004, págs. 62-66.
- [60] K. Takada, T. Kitagawa, M. Shimizu, y M. Horiguchi, “High-sensitivity low coherence reflectometer using erbium-doped superfluorescent fibre source and erbium-doped power amplifier”, *Electronic Letters*, vol. 29, nº 4, págs. 365-367, febrero 1993.
- [61] H. Rosenfeldt, Ch. Knothe, J. Cierullies, y E. Brinkmeyer, “Evolution of Amplitude and Dispersion Spectra During Fiber Bragg Grating Fabrication”, en *OSA Technical Digest: Conference on Bragg Gratings, Photosensitivity and Poling in Glass Waveguides*, Stresa, Italia, 2001.
- [62] R. Passy, N. Gisin, y J. P. von der Weid, “High-Sensitivity-Coherent Optical Frequency-Domain Reflectometry for Characterization of Fiber-Optic Network Components”, *IEEE Phot. Tech. Lett.*, vol. 7, nº 6, págs. 667-669, junio 1995.
- [63] P. B. Gallion y G. Debarge, “Quantum Phase Noise and Field Correlation in Single Frequency Semiconductor Laser Systems”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 20, nº 4,

- págs. 343-349, abril 1984.
- [64] J. P. von der Weid, R. Passy, G. Mussi, y N. Gisin, “On the Characterization of Optical Fiber Network Components with Optical Frequency Domain Reflectometry”, *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 15, nº 7, págs. 1131-1141, julio 1997.
- [65] M. Sarunic, M. A. Choma, C. Yang, y J. A. Izatt, “Instantaneous complex conjugate resolved spectral domain and swept-source OCT using 3x3 fiber couplers”, *Optics Express*, vol. 13, nº 3, págs. 957-967, febrero 2005.
- [66] Y. Painchaud, M. Poulin, M. Morin, y M. Têtu, “Performance of balanced detection in a coherent receiver”, *Optics Express*, vol. 17, nº 5, págs. 3659-3672, marzo 2009.
- [67] B. Soller, D. Gifford, M. Wolfe, y M. Froggatt, “High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies”, *Optics Express*, vol. 13, nº 2, págs. 666-674, enero 2005.
- [68] B. Neumeier, “A New Analytical Method for Complete Six-Port Reflectometer Calibration”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, nº 2, págs. 376-379, abril 1990.
- [69] D. D. Curtis y E. E. Ames, “Optical test set for microwave fiber-optic network analysis”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, nº 5, págs. 552-559, mayo 1990.
- [70] F. P. Kapron, B. P. Adams, E. A. Thomas, y J. W. Peters, “Fiber-Optic Reflection Measurements Using OCWR and OTDR Techniques”, *J. Lightw. Technol.*, vol. 7, nº 8, págs. 1234-1241, agosto 1989.
- [71] K. Tsujikawa, K. Arakawa, y K. Yoshida, “Reflection of Light Caused by Sharp Bends in Optical Fiber”, *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, nº 11, págs. 2105-2107, noviembre 1999.
- [72] Turan Erdogan, “Fiber Grating Spectra”, *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, nº 8, págs. 1277-1294, agosto 1997.
- [73] K. O. Hill y G. Meltz, “Fiber Bragg Grating Technology and Fundamentals”, *J. Lightw. Tech.*, vol. 15, nº 8, págs. 1263-1276, agosto 1997.
- [74] S. Abou Chahine, B. Huyart, y J. Achkar, “Reflectometer calibration without an open circuit”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, nº 5, págs. 1488-1493, octubre 2003.
- [75] E. Buracchini, “The software radio concept”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, nº 9, págs. 138-143, septiembre 2000.
- [76] J. Mitola, “The software radio architecture”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, nº 5, págs. 26-38, mayo 1995.
- [77] J.-F. Luy, T. Mueller, T. Mack, y A. Terzis, “Configurable RF receiver architectures”, *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, nº 1, págs. 75-82, marzo 2004.

- [78] J. Li, R. G. Bosisio, y K. Wu, "Computer and Measurement Simulation of a New Digital Receiver Operating Directly at Millimeter-Wave Frequencies", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, nº 12, págs. 2776-2772, diciembre 1995.
- [79] S. Mirabbasi y K. Martin, "Classical and modern receiver architectures", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, nº 11, págs. 132-139, noviembre 2000.
- [80] J. C. Rudell, J.-J. Ou, T. B. Cho, G. Chien, y P. R. Gray, "A 1.9-GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, nº 12, págs. 2071-2088, diciembre 1997.
- [81] A. Coon, "SAW filters and competitive technologies: a comparative review", *Proc. 1991 IEEE Ultrasonics Symp.*, vol. 1, págs. 155-160, diciembre 1991.
- [82] I. Telliez et al., "A compact, monolithic microwave demodulator-modulator for 64-QAM digital radio links", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, nº 12, págs. 1947-1954, diciembre 1991.
- [83] G.-T. Gil, "Nondata-Aided I/Q Mismatch and DC Offset Compensation for Direct-Conversion Receivers", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, nº 7, págs. 2662-2668, julio 2008.
- [84] J. Crols y M. S. J. Steyaert, "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers", *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 45, nº 3, págs. 269-282, marzo 1998.
- [85] F. Haddad, O. Frioui, W. Rahajandraibe, L. Zaid, y R. Bouchakour, "Design of radio frequency polyphase filter and its application in low-IF receivers for large image rejection", *International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, 2007*, págs. 142-147, septiembre 2007.
- [86] C.-Y. Chou y C.-Y. Wu, "The design of wideband and low-power CMOS active polyphase filter and its application in RF double-quadrature receivers", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 52, nº 5, págs. 825-833, mayo 2005.
- [87] G. R. Nicoll, "Noise in Silicon Microwave Diodes", *Proc. IEE-Part III*, vol. 101, nº 73, págs. 317-324, septiembre 1954.
- [88] F. Ellinger, R. Vogt, y W. Bächtold, "Compact Monolithic Integrated Resistive Mixers with Low Distortion for HIPERLAN", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, nº 1, págs. 178-182, enero 2002.
- [89] S.O. Tatu, E. Moldovan, G. Brehm, Ke Wu, y R.G. Bosisio, "Ka-band direct digital receiver", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, nº 11, págs. 2436-2442, noviembre 2002.

- [90] J.-F. Gagné, J. Gauthier, K. Wu, y R. G. Bosisio, “Low cost architecture of direct conversion digital receiver”, *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 151, n° 1, págs. 71-76, febrero 2004.
- [91] B. Boukari et al., “A Low-Cost Millimeter-Wave Six-Port Double-Balanced Mixer”, *International Symposium on Signals, Systems and Electronics, 2007*, págs. 513-516, 2007.
- [92] S. O. Tatu, E. Moldovan, B. Gailon, K. Wu, y R. G. Bosisio, “New results on MMIC six-ports used in Ka band direct conversion receivers”, *Microwave theory and techniques Symp. Dig.*, vol. 1, junio 2003.
- [93] M. Mailand y H.-J. Jentschel, “System Concept for Low Analog Complexity and High-IF Superposition Heterodyne Receivers”, *International Journal of Electrical, Computer, and Systems Engineering*, vol. 3, n° 2, págs. 81-86, 2009.
- [94] M. Mailand y H.-J. Jentschel, “An effort reduced six-port direct conversion receiver and its calibration”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005*, vol. 1, págs. 568-572, marzo 2005.
- [95] V. Fusco y C. Wang, “V-band 57-65 GHz receiver”, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, n° 1, págs. 1-7, enero 2010.
- [96] J. Wells, “Multigigabit wireless technology at 70 GHz, 80 GHz and 90 GHz”, *RF Design*, págs. 50-58, mayo 2006.
- [97] R. Hassun, M. Flaherty, R. Matreci, y M. Taylor, “Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques”, en *1997 Wireless Communications Conf.*, 1997, págs. 89-94.
- [98] E. Bergeault, B. Huyart, Y. Delisle, y R.G. Bosisio, “A MMIC six-port reflectometer”, en *Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1992*, vol. 2, 1992, págs. 1485-1488.
- [99] F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault, y L. Jallet, “New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology”, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 46, n° 2, págs. 527-530, abril 1997.
- [100] M. Mailand, R. Richter, y H. J. Jentschel, “Nonlinearity analysis of power detectors in direct conversion receivers utilizing six-port technology”, en *International Symposium on Signals, Circuits and Systems, 2005 (ISSCS 2005)*, vol. 1, 2005, págs. 123-126.
- [101] F. R. de Sousa, B. Huyart, y S. Y. C. Catunda, “A-to-D converter and lookup table dimensioning for six- or five-port phase discriminators”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, n° 3, págs. 1254-1259, junio 2005.
- [102] R. V. Garver, “Broad-Band Diode Phase Shifters”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*,

vol. 20, nº 5, págs. 314-323, mayo 1972.

- [103] D. R. Jachowski y C. M. Krowne, "Frequency dependence of left-handed and right-handed periodic transmission structures", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2004*, vol. 3, págs. 1831-1834, junio 2004.
- [104] L. Chiu y Q. Xue, "A Parallel-Strip Ring Power Divider With High Isolation and Arbitrary Power-Dividing Ratio", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, nº 11, págs. 2419-2426, noviembre 2007.