



DEPARTAMENTO DE
COMUNICACIONES



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia

DESARROLLO DE APLICACIONES BASADAS EN LA GUÍA NANOFOTÓNICA DE SILICIO TIPO RANURA

TESIS DOCTORAL

Javier Blasco Solbes

Octubre 2009

*“No entiendes realmente algo a menos que seas
capaz de explicárselo a tu abuela”*
Albert Einten

A la meua familia

Índice de la tesis

<i>Resumen</i> _____	<i>vii</i>
<i>Resum</i> _____	<i>ix</i>
<i>Summary</i> _____	<i>xi</i>
<i>Agradecimientos</i> _____	<i>xi</i>
<i>Lista de Acrónimos</i> _____	<i>xiii</i>

Capítulo 1: *Introducción a la tesis* _____ ***1***

1.- Introducción _____	1
2.- Fotónica en Silicio _____	6
2.1. Propiedades ópticas del silicio _____	7
2.2. Tecnología SOI _____	8
2.3. Guía ranurada _____	10
3.- Marco de la tesis _____	11
4.- Objetivos de la tesis _____	12
5.- Estructura de la tesis _____	13
6.- Referencias del capítulo _____	16

Capítulo 2: *Diseño, optimización y caracterización de la guía ranurada* _____ **19**

1.-	Introducción: guías ópticas integradas. _____	20
2.-	Guías basadas en reflexión total interna. _____	20
2.1.	Guiado en bajo índice. _____	22
2.2.	Otros mecanismos de guiado. _____	23
3.-	Guía ranurada: funcionamiento. _____	23
3.1.	Fundamentos teóricos de la guía tipo ranura _____	24
4.-	Optimización de la guía ranurada. _____	31
4.1.	Optimización basada en la maximización de los efectos no lineales. _____	33
4.2.	Optimización basada en la minimización de las pérdidas de propagación. _____	36
4.3.	Dimensiones finales. _____	38
4.4.	Comportamiento en frecuencia y dispersión de la velocidad de grupo. _____	40
4.5.	Robustez frente a tolerancias de fabricación. _____	41
5.-	Optimización de la guía ranurada horizontal. _____	44
5.1.	Optimización basada en la maximización de los efectos no lineales. _____	45
5.2.	Optimización basada en mínimas pérdidas. _____	49
5.3.	Diseño final. _____	50
5.4.	Robustez frente a tolerancias de fabricación. _____	50
6.-	Caracterización de la guía ranurada. _____	56
6.1.	Métodos experimentales de medida de pérdidas de propagación. _____	56
6.2.	Medidas experimentales. _____	57
7.-	Conclusiones _____	63
8.-	Referencias del capítulo _____	64

Capítulo 3: *Acoplo a la guía ranurada* _____ **67**

1.- Acoplo en guías ranuradas verticales.	68
1.1. Acoplo entre guías de silicio estándar y guías de ranurada vertical.	68
1.2. Acoplo entre guías de silicio estándar y fibra óptica.	75
2.- Acoplo en guías ranuradas horizontales.	79
2.1. Grating couplers.	79
2.2. Inverted Taper.	81
2.3. Medidas.	84
3.- Conclusiones	88
4.- Referencias del capítulo	89

Capítulo 4: *Caracterización de anillos resonantes e Interferómetros Mach Zehnder* _____ **91**

1.- Introducción	91
2.- Anillos resonantes	91
2.1. Principio de funcionamiento	92
2.2. Parámetros de un anillo resonante	94
2.3. Acoplo crítico	95
2.4. Simulaciones de funcionamiento	98
2.5. Simulaciones de anillos resonantes	101
2.6. Medidas lineales de anillos resonantes	104
2.7. Modulador vectorial basado en anillos resonantes	116
3.- Interferómetro Mach Zehnder	134
3.1. Simulaciones de Interferómetros Mach-Zehnder	136
3.2. Medidas lineales de interferómetros Mach-Zehnder	138
4.- Conclusiones	141
5.- Referencias del capítulo	143

Capítulo 5: *No linealidades* _____ **147**

1.-	Introducción	147
1.1.	Fundamentos físicos de los dispositivos no lineales	152
2.-	SPM: Automodulación de fase	155
3.-	FWM: Mezcla de cuatro ondas	158
4.-	Conmutador todo óptico	165
4.1.	Funcionamiento de un conmutador todo óptico basado en anillos resonantes	165
4.2.	Caracterización óptica	167
5.-	Puerta lógica XOR todo óptica	176
5.1.	Funcionamiento de una XOR basada en un Interferómetro Mach Zehnder	177
5.2.	Simulaciones de la puerta lógica XOR todo óptica	179
5.3.	Caracterización de la puerta lógica XOR todo óptica	180
6.-	Conclusiones	187
7.-	Referencias del capítulo	189

Capítulo 6: *Conclusiones, líneas futuras y contribuciones originales* _____ **195**

1.-	Conclusiones del trabajo realizado	195
2.-	Impacto potencial de este trabajo	199
3.-	Líneas futuras	200
4.-	Contribuciones originales	203
4.1.	Contribuciones relacionadas con la tesis:	203
4.2.	Contribuciones no relacionadas con la temática de la tesis:	205
5.-	Referencias del capítulo	208

Anexo A: *Simuladores* _____ 211

1.- Simuladores	211
1.1. Método de análisis FDTD: FullWAVE™	212
1.2. Método de análisis BPM: BeamPROP™	213
2.- Algoritmos para simulación de anillos resonantes	213
2.1. Método iterativo en el tiempo	214
2.2. Método de las matrices CROW en el dominio de la frecuencia	215
3.- Referencias del anexo	218

Anexo B: *Nanocristales de Silicio* _____ 219

1.- Referencias del anexo	222
----------------------------------	------------

Anexo C: *Procesos de fabricación* _____ 225

1.- Procesos más importantes	226
2.- Guía ranurada vertical	228
2.1. Guía ranurada horizontal inversa	229
3.- Guía ranurada horizontal	231
4.- Referencias del anexo	233

Anexo D: *Montajes de caracterización* _____ 235

1.- Montaje para acoplo horizontal	235
2.- Montaje para acoplo vertical	240

Resumen

En los últimos años y debido a la Sociedad de la Información en la que vivimos, la cantidad de información que se transmite por las redes de comunicaciones aumenta de forma exponencial. Esto se debe a un aumento en el número de usuarios y a la aparición de nuevas aplicaciones que demandan un gran ancho de banda. Esta necesidad de mayores anchos de banda provoca que el procesado electrónico en los nodos de comunicaciones esté llegando a su límite y se necesitan nuevas tecnologías que realicen dichas funciones en el dominio óptico por su mayor ancho de banda y evitar la conversión opto-electrónica. Un primer paso para poder realizar procesado fotónico es el desarrollo de puertas lógicas todo ópticas.

El objetivo de esta tesis doctoral es el estudio y caracterización de una puerta lógica XOR como primer paso para el procesado fotónico. La fabricación se realiza mediante tecnología CMOS de fabricación en masa. Para ello se ha estudiado un nuevo tipo de guía llamado guía ranurada (*slot-waveguide*) en la que el campo óptico se confina en una región nanométrica aumentando su intensidad. Se han optimizado sus dimensiones para maximizar los efectos no lineales y se han investigado técnicas de acoplo para disminuir las pérdidas de inserción. Para los efectos no lineales se ha empleado un novedoso material basado en nanocristales de silicio en SiO₂. Se han estudiado estructuras de anillos resonantes e interferómetros Mach-Zehnder para la realización de un conmutador todo óptico y una puerta lógica XOR respectivamente. También se ha analizado un desfaseador de 90° basado en un anillo resonante para integrarlo en un modulador vectorial fotónico.

Todas estas estructuras se han podido fabricar y caracterizar experimentalmente. Se han obtenido las pérdidas de propagación de las guías ranuradas. Se ha caracterizado la respuesta de estructuras de anillos resonantes e interferómetros Mach-Zehnder obteniendo sus parámetros óptimos. Por último se ha caracterizado experimentalmente tanto el conmutador óptico como la puerta lógica XOR.

Resum

En els darrers anys i degut a la Societat de la Informació en la que vivim, la quantitat d'informació que es transmet per les xarxes de comunicacions augmenta de manera exponencial. Açò es deu al gran creixement en el nombre d'usuaris i a l'aparició de noves aplicacions que demanden un gran ample de banda. Aquesta necessitat de majors amplituds de banda provoca que el processat electrònic en els nodes de comunicacions estiga abastant el seu límit i es necessiten noves tecnologies que realitzen aquestes funcions en el domini òptic. Els seus principals avantatges són, per una banda, un gran ample de banda, i per altra, que permet evitar la conversió optoelectrònica. Un primer pas per a poder realitzar processat fotònic és el desenvolupament de portes lògiques completament òptiques.

L'objectiu d'aquesta Tesi doctoral és l'estudi i caracterització d'una porta lògica XOR com a primer pas per al processat fotònic. La fabricació es realitza mitjançant tecnologia CMOS de fabricació en masa. Per això s'ha estudiat un nou tipus de guia coneguda amb el nom de *guia ranurada (slot-waveguide)*, on el camp òptic es confina en una regió nanomètrica augmentant la seva intensitat. S'han optimitzat les seues dimensions per a maximitzar els efectes no lineals i s'han investigat tècniques d'acoblament per a disminuir les pèrdues d'inserció. Per als efectes no lineals s'ha emprat un nou material basat en nanocristalls de silici en SiO_2 . S'han estudiat estructures d'anells ressonants i interferòmetres Mach-Zehnder per a la realització d'un commutador completament òptic i una porta lògica XOR respectivament. També s'ha analitzat un desfasador de 90° basat en un anell ressonant per a integrar-lo en un modulador vectorial fotònic.

Totes aquestes estructures s'han pogut fabricar i caracteritzar experimentalment. S'han obtingut les pèrdues de propagació de les guies ranurades. S'ha caracteritzat la resposta d'estructures d'anells ressonants i interferòmetres Mach-Zehnder obtenint els seus paràmetres òptims. Per últim, s'ha caracteritzat experimentalment tant el commutador òptic com la porta lògica XOR.

Summary

During the last years, due to the Information Society in which we live, the amount of information transmitted through communication networks is increasing exponentially mainly due to the well-known Information Society age in which the world is currently involved. In this time period, more users demand for new applications that require a large bandwidth. This need for higher bandwidth causes that the existing processing electronic in communications nodes is reaching the maximum achievable processing bit-rate and new technologies are required to perform these functions. The solution seems to be in the light. The physical medium that carries light from one place to other in the optical domain provides higher bandwidth and avoids undesirable opto-electronic conversions. A first step to make Processing photonics is the development of all optical logic gates.

The objective of this Thesis is the study and characterization of an XOR logic gate as a first step in processing photonics. The manufacture is carried out using CMOS mass manufacturing technology. We have studied a new waveguide called slot-waveguide in which the optical field is confined in a nanoscale region by increasing its intensity. Its dimensions are optimized to maximize the non-linear effects, and coupling techniques for reducing insertion losses were investigated. A new material based on silicon nanocrystals in SiO₂ were used to achieve non-linear effects. It was also studied ring resonators structures and Mach-Zehnder Interferometers to make an all optical switch and an XOR logic gate, respectively. Furthermore, a 90° phase shifter based on a resonant ring was also analyzed to be integrated in a photonic vectorial modulator.

All these structures were fabricated and characterized experimentally. It was obtained the propagation losses of the slot-waveguides. The response of the ring resonators structures and the Mach-Zehnder Interferometers were characterized achieving their optimal parameters. Finally both the optical switch and the optical XOR logic gate were experimentally characterized.

Agradecimientos

Este trabajo se lo dedico a mucha gente que me ha acompañado durante este largo recorrido y ha hecho que se convierta en realidad. Por lo tanto quiero expresar mi agradecimiento más sincero a:

Dr. Javier Martí, que me dio un primer empujón para embarcarme en esta aventura y de nuevo me ha empujado a un nuevo ciclo en mi vida. También me concedió la oportunidad de formar parte de esta familia que es el NTC donde en un principio éramos poco más de diez personas y durante estos años ha crecido convirtiéndose en un gran centro de investigación.

Dr. Pablo Sanchis, quien ha sido mi mentor desde el PFC. Él siempre ha estado a mi lado para apoyarme y se ha interesado por el trabajo que iba realizando a lo largo de mis años de tesis. Más que un tutor ha sido un amigo.

Tampoco querría olvidar a Dr. Carlos Angulo que fue quien encaminó la temática de esta tesis y me dio a conocer las posibilidades de la guía ranurada.

También tengo que recordar a todos los que han formado parte del NTC durante los años que he estado allí, tanto los que continúan como los que han decidido seguir un camino diferente. Ellos han hecho que el tiempo que he pasado en el centro haya sido más ameno tanto dentro como fuera de él. Mención especial requieren los miembros del grupo de Nanofotónica, Ico, Jaime, Jose Vicente, Antoine, con Alex al frente, que han contribuido directamente en este trabajo. A Jose también quiero agradecerle todo lo que he aprendido de él, no sólo de fotónica, y el haber podido compartir y disfrutar de los buenos y malos momentos que te da el laboratorio.

Parte de esta tesis se debe a todas las personas con las que he compartido una pista de paddle o un partido de fútbol. Finalmente conseguimos ganar el Torneo Social con el NTC y casi logramos el título con *Los Pecos*. Todos estos momentos han hecho más llevaderos los problemas y han ayudado a despejar la mente para retomar el trabajo con más ímpetu.

Del mismo modo, tengo que agradecer los buenos momentos y apoyo recibido por parte de mis amigos y compañeros de piso, tanto en Valencia como en Callosa. Incluso la gente con la que tengo poco contacto por razones laborales pero sé que se alegra por mí. Querría recordar a los *Triviales* y dedicar un “*tiburón*” a todos mis amigos.

Casi para acabar, pero no por ello menos importantes, me gustaría dar mi más sincero agradecimiento a mi familia, en especial a mis padres Juan y Juana, mi hermano David y mi hermana Judit por su apoyo incondicional, paciencia y ayuda en todas las facetas de mi vida.

El último agradecimiento es para la persona más importante en mi vida, quien pronto será mi esposa, Sonia, que desde un principio ha estado a mi lado incluso en momentos difíciles y con quien me puedo apoyar para cualquier situación.

Muchas gracias a todos y espero que cada uno de vosotros considere esta tesis como suya, porque así lo siento yo. Sin vosotros hubiera sido imposible.

Lista de Acrónimos

ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BOX	Buried Oxide
BPM	Beam Propagation Method
BS	Beam Splitter
CAD	Computer Aided Design
CCD	Charge-Coupled Device
CEA	Commissariat à L'Energie Atomique
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPU	Central Processing Unit
CROW	Coupled-Resonator Optical Waveguides
CW	Continuous Wave
DAC	Digital-to-Analog Conversion
DCA	Digital Communications Analyzer
DSB	Double Single Band
DSP	Digital Signal Processor
DUV	Deep UltraViolet
EAM	Electro Absorption Modulator
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EFTEM	Energy-Filtered Transmission Electron Microscopy
ER	Extinction Rate
FC	Free Carriers
FCD	Free Carrier Dispersion
FDTD	Finite Difference Time Domain
FFT	Fast Fourier Transform
FSR	Free Spectral Range
FWHM	Full-Width Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
GPIO	General Purpose Interface Bus

GVD	Group Velocity Dispersion
ICP	Inductive Coupled Plasma
IPHOBAC	Integrated Photonic mm-Wave Functions For Broadband Connectivity
IR	Infra Red
LPCVD	Low Pressure Chemical Vapor Deposition
LSB	Least Significant Bit
MEMS	MicroElectroMechanical Systems
MFD	Mode Field Diameter
MMI	MultiMode Interference
MSB	Most Significant Bit
MZI	Mach Zehnder Interferometer
NLR	Non Linear Region
NTC	Nanophotonics Technology Center
OADM	Optical Add/Drop Multiplexer
OBF	Optical Band-Pass Filter
ODL	Optical Delay Line
OSA	Optical Spectrum Analyzer
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
PC	Polarization Controller
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition
PHOLOGIC	NanoPHOtonic LOGIC gates
PM	Power Meter
PML	Perfect Matched Layer
PVdM	Photonic Vectorial deModulator
PVM	Photonic Vectorial Modulator
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RIE	Reactive-Ion Etching
SEM	Scanning Electron Microscope
Si-nc	Silicon nanocrystals
SOI	Silicon on Insulator
SPA	Single Photon Absorption
SPM	Self Phase Modulation
TE	Transversal Electric
TEM	Transmission Electron Microscopy
TEOS	Tetraethyl Orthosilicate
TIR	Total Internal Reflection
TM	Transversal Magnetic
TPA	Two Photon Absorption

UE	Unión Europea
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XAM	Cross Absorption Modulation
XPM	Cross Phase Modulation

Capítulo 1

Introducción a la tesis

1.- Introducción

Desde el principio de los tiempos la comunicación ha sido un elemento clave en la sociedad humana. Para transmitir mensajes a distancia se han ingeniado y empleado infinidad de artilugios y sistemas. Quizás uno de los más antiguos sea el empleado para comunicar a Atenas la victoria en la *batalla de Maratón* por Phillípides que recorrió corriendo los 42Km hasta la polis griega y murió tras decir "*Niké*" (nombre de la diosa de la Victoria). Otros sistemas que se emplearon fueron las señales de humo que utilizaban los indios americanos, o tambores empleados por tribus de la selva. Posteriormente si existía visibilidad directa se hacían señales con banderas o fuego y a través de redes de torres, los mensajes podían recorrer grandes distancias.

Pero no es hasta el siglo XIX cuando aparecen los grandes avances sobre los que se basa el desarrollo de la sociedad de la información en la que vivimos. En dicho siglo se inventa el telégrafo que permite comunicaciones a grandes distancias; Hertz demuestra la existencia de la radiación electromagnética que

será la base de las comunicaciones inalámbricas que posteriormente Marconi cristalizaría con la invención de la radio y por tanto las telecomunicaciones inalámbricas. Pero el hito más importante de ese siglo y que más ha cambiado la forma de vivir puede que sea el teléfono cuya primera patente pertenece a A.G. Bell.

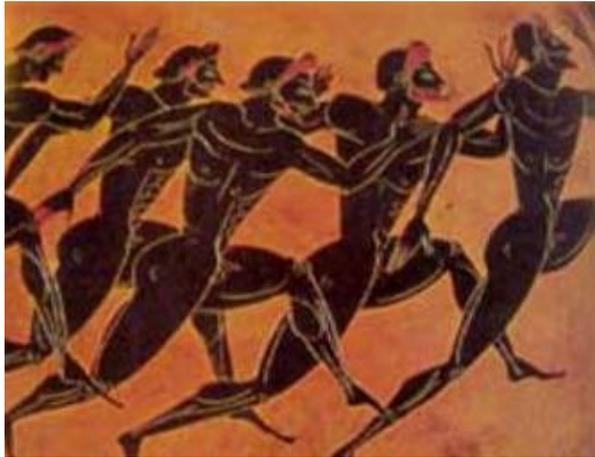


Figura 1.1: Cerámica griega del año 525 AC que representa a atletas olímpicos griegos.

La mayoría de los grandes adelantos tecnológicos que se consiguen son debidos a un entendimiento más profundo de las propiedades de los materiales. Los primeros ingenieros eran capaces de producir sustancias cuyas propiedades eran de mayor utilidad que las de los materiales naturales, dominaban las *propiedades mecánicas* de los materiales. En el s. XIX este control de los materiales se extendió hasta las *propiedades eléctricas* y con el avance de la física de semiconductores se llegó a la revolución que produjo la aparición del diodo y el transistor. Éstos son la base de la microelectrónica y han permitido integrar en un mismo chip infinidad de dispositivos. Día a día el tamaño de estos dispositivos ha ido disminuyendo al igual que la potencia consumida y por tanto cada vez son más veloces y potentes. Sin embargo este ritmo de mejora está disminuyendo debido a que tanto la miniaturización como la elevada velocidad tienen efectos perniciosos en los circuitos electrónicos como son mayores resistencias óhmicas y mayor disipación de potencia junto con una mayor sensibilidad al sincronismo. Por ello, en las últimas décadas se están intentando dominar las *propiedades ópticas* de los materiales ya que los fotones puede que sean los que ocupen el lugar de los electrones como portadores de información como éstos hicieron con los sistemas anteriores [Joa97].

Todos estos avances en la microelectrónica hacen que hoy en día en plena Sociedad de la Información sea imposible imaginar la vida sin los teléfonos móviles, la televisión o Internet. El ritmo al que crecen las necesidades de *comunicaciones* en nuestra sociedad es exponencial, a modo de ejemplo, el número de usuarios de telefonía móvil ha superado ya al de telefonía fija, en sólo 5 años los móviles han conseguido lo que la telefonía fija ha necesitado más de 125. Aunque sean servicios muy jóvenes hoy en día cualquier persona tiene un acceso de banda ancha o un teléfono móvil que incluso también tiene estas funcionalidades. Por tanto no es de extrañar que en los próximos años aparezcan nuevos servicios o aplicaciones; o que la penetración de servicios actuales como pueden ser la televisión a la carta, los juegos en red o la telemedicina sea mucho superior y por lo tanto el intercambio de información de las redes siga creciendo a un ritmo vertiginoso [Cap06].

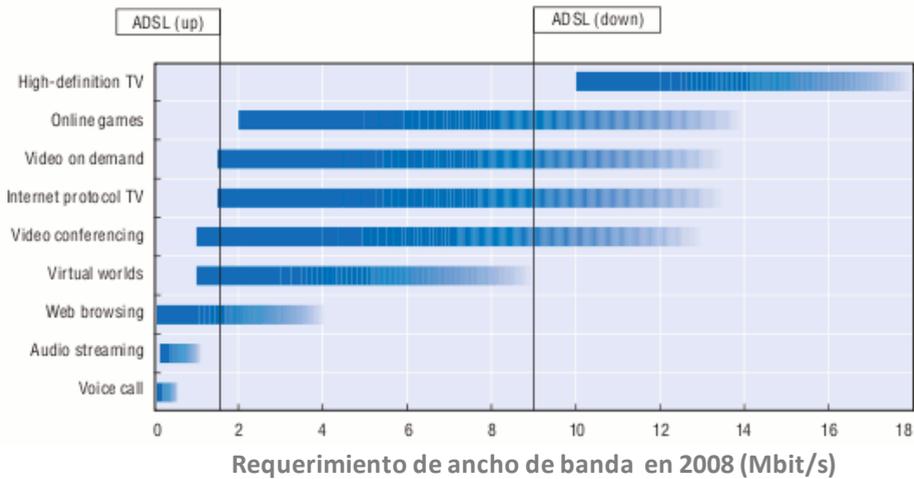


Figura 1.2: Requerimiento de ancho de banda de algunas de las aplicaciones actuales. La barra horizontal representa el ancho de banda para requerimiento actuales (2008) y se espera que aumente.

Para atender la demanda creciente de la sociedad ha sido necesaria la búsqueda de nuevas tecnologías que permitieran conseguir el mayor ancho de banda posible a costes razonables. Para transmitir la información tan sólo se necesita un transmisor, un receptor y un medio por el que se transmita. Por tanto se necesita un medio que soporte la propagación de los campos electromagnéticos como puede ser el espacio libre o los cables eléctricos. Sin embargo, en la actualidad la tecnología óptica se presenta como la clave para conseguir unas redes con alta velocidad y gran número de usuarios [Bla02, Agr97]. Es en los años 60 cuando se realizaban los primeros experimentos de transmisión

de información con luz, y tras años de evolución, hoy en día la fibra óptica es el medio de transmisión que se utiliza en las redes de comunicaciones de alta velocidad. Son muchas las ventajas del uso de la fibra óptica como medio de transmisión. Para la fibra estándar monomodo podemos destacar sus bajas pérdidas de propagación (0.18dB/Km) y un elevado ancho de banda (unos 20 THz en tercera ventana), inmunidad electromagnética, bajo peso y bajo coste de fabricación [Agr97].

En los sistemas de primera generación la función de la fibra óptica consistía en transmitir la señal. Por tanto los sistemas ópticos eran punto a punto. Había unos datos eléctricos que transmitir y mediante una fuente óptica se convertía al dominio óptico, esta señal utilizaba la fibra óptica como medio de transporte y en el destino mediante un detector se devolvía la información al dominio eléctrico. La principal aportación de los sistemas de primera generación fue un incremento del ancho de banda respecto a los cables metálicos. Para aprovechar todo el ancho de banda aparecieron las primeras técnicas de multiplexación que permitieran introducir una mayor cantidad de información en la guía óptica, como son OTDM (*Optical Time Division Multiplexing*) y WDM (*Wavelength Division Multiplexing*). Sin embargo el resto de funcionalidades como el encaminamiento [Ram02], la amplificación o cualquier procesado se seguían haciendo en el dominio eléctrico.

El problema surge cuando las velocidades de procesado necesarias son muy elevadas y los componentes electrónicos no pueden funcionar a esas velocidades. Esto provoca un cuello de botella en las comunicaciones al intentar procesar toda la información procedente de multitud de usuarios que necesitan un creciente ancho de banda. Es en este contexto donde se desarrolla la tecnología fotónica, diseñada especialmente para aumentar la capacidad de las redes de comunicaciones y mejorar sus prestaciones al ir sustituyendo componentes electrónicos por otros que trabajan en el dominio óptico con lo que se mejoran las prestaciones y al mismo tiempo no hace falta en muchos nodos la transformación de un dominio al otro. Actualmente se comercializan infinidad de dispositivos ópticos como láseres, moduladores o amplificadores [Cap99]. Sin embargo, los principales inconvenientes que presentan los dispositivos ópticos actuales son su voluminoso tamaño y su elevado coste de fabricación (debido a que se fabrican con materiales especiales (compuestos III-V) y que muchas veces se ensamblan a mano) que los hacen poco atractivos para implementar sistemas complejos.

Como se ha visto, la tendencia actual de las redes de comunicaciones es cambiar los dispositivos electrónicos por otros equivalentes en el dominio óptico para que todos los procesos relativos a la transmisión de la información se

realicen en dicho dominio. Por tanto, se puede decir que la capa óptica va acaparando nuevas funcionalidades. De momento no se ha encontrado un elemento clave en la fotónica que sea el equivalente al *transistor* electrónico con el que poder integrar cualquier funcionalidad óptica. En cambio, lo que sí que está claro es que la futura fotónica debe miniaturizarse y ser mucho más económica como ocurre con la microelectrónica. Con los materiales y tecnologías fotónicas actuales es imposible conseguir estos objetivos (tamaño reducido y económico).

Por lo tanto, se deben buscar nuevos materiales y técnicas con las que conseguir esta alta integración. Por ello la comunidad científica y las grandes compañías microelectrónicas están haciendo una gran inversión para encontrar una tecnología fotónica capaz de una integración y costes similares a la microelectrónica, mejorando sus prestaciones sobretodo en ancho de banda. Para ello el camino más directo es el aprovechar la madurez de la tecnología microelectrónica, con sus procesos de fabricación y materiales para realizar circuitos ópticos integrados. De ahí surgen los dispositivos nanofotónicos, debido a que sus dimensiones más pequeñas son del orden de nanómetros con lo que permiten una alta integrabilidad [Pra04].

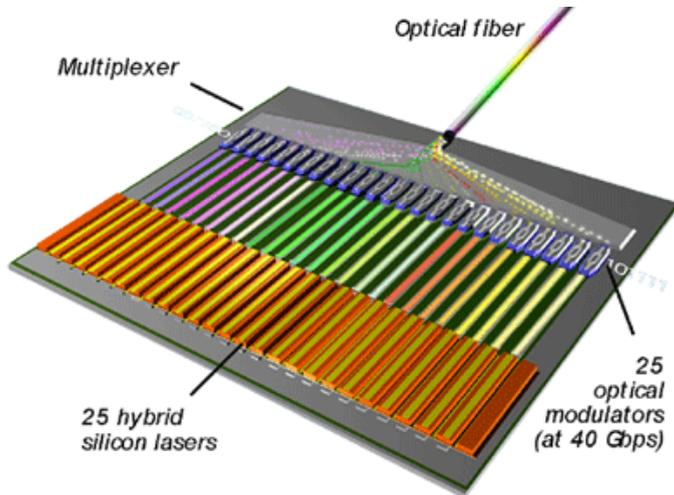


Figura 1.3: Concepto de un futuro transmisor óptico de silicio integrado a escala terabit que contiene 25 láseres de silicio híbridos, que emiten a una longitud de onda diferente, con 25 moduladores de silicio, todos multiplexados en una sola fibra de salida propuesto por Intel [Inf09].

Se puede decir que, de igual manera que la microelectrónica supuso un gran impulso para los dispositivos electrónicos y, por tanto, para la era de la información, se pretende que la nanofotónica consiga dar un nuevo impulso tecnológico dando paso a la era de la información del futuro.

2.- Fotónica en Silicio

La fotónica en silicio tiene sus orígenes a finales de la década de los 80 y principio de los 90 con la publicación de dos trabajos muy importantes [Wei91, Sor87], pero su crecimiento más significativo se está produciendo en los últimos cinco años y se prevé un importante despliegue comercial en la próxima década llevado a cabo por compañías tan importantes como Intel, Luxtera, IBM y Kotura entre otras [Lux05]. Las aplicaciones más importantes están orientadas a redes ópticas, telecomunicaciones de bajo coste, sensores ópticos y biosensores.

Actualmente, los dispositivos fotónicos son caros y muy voluminosos. Se usan tecnologías de fabricación empleando diversos materiales semiconductores comprendidos entre los grupos III-V de la tabla periódica, como el fosforo de Indio (InP) y el arseniuro de Galio (GaAs) para fabricar láseres, el niobato de litio (LiNbO₃) para implementar moduladores y el germanio (Ge) con el que se desarrollan detectores. El problema radica en que estos materiales son muy caros y no pueden ser integrados en chips de silicio, por lo que el ensamblado es complejo y delicado. En la Tabla 1.1 se recogen las ventajas e inconvenientes del silicio frente a los semiconductores habituales [Lip05, Jal06].

TABLA 1.1: COMPARATIVA ENTRE LOS SEMICONDUCTORES DE LOS GRUPOS III-V Y EL SILICIO.

Semiconductores III-V		Silicio (SiO ₂)	
Ventajas	Inconvenientes	Ventajas	Inconvenientes
<i>Bandgap</i> directo. Útil para láseres y detectores fotónicos	Caros	Material muy abundante y barato	<i>Bandgap</i> indirecto
	Procesos de fabricación complejos	Procesos de fabricación muy maduros y sencillos	
	No producción en masa	Producción en masa	

La principal ventaja de utilizar tecnología de silicio es la madurez en los procesos de fabricación *CMOS* (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) gracias a la industria de la microelectrónica. De esta manera, se pueden fabricar dispositivos fotónicos de silicio a gran escala, con un bajo coste y, con la ventaja de que se pueden integrar junto con dispositivos electrónicos (Figura 1.3) combinando funcionalidades [Pan05]. A todo esto hay que añadir la gran ventaja que la fotónica tiene sobre la electrónica y es el mayor ancho de banda, cada vez más necesario para satisfacer las necesidades de la sociedad de la información actual y futura.

2.1. Propiedades ópticas del silicio

El silicio es un material dieléctrico que se caracteriza por tener un elevado índice de refracción ($n = 3.45$) y por tener un coeficiente de absorción despreciable entre $1.11\mu\text{m}$ y $7\mu\text{m}$, por lo que es muy apropiado para comunicaciones ópticas en segunda y tercera ventana.

Por contra, el silicio, debido a algunas de sus propiedades, plantea una serie de problemas para la fotónica. Las distintas estructuras fabricadas en silicio tienen altas pérdidas de propagación debido, principalmente, a la rugosidad de las paredes de éstas y, por otra parte, el acoplo con la fibra óptica también introduce elevadas pérdidas. Además, el silicio tiene un coeficiente electro-óptico bajo, por lo que, en principio, no es adecuado para implementar moduladores y también presenta baja eficiencia de emisión de luz (Figura 1.4).

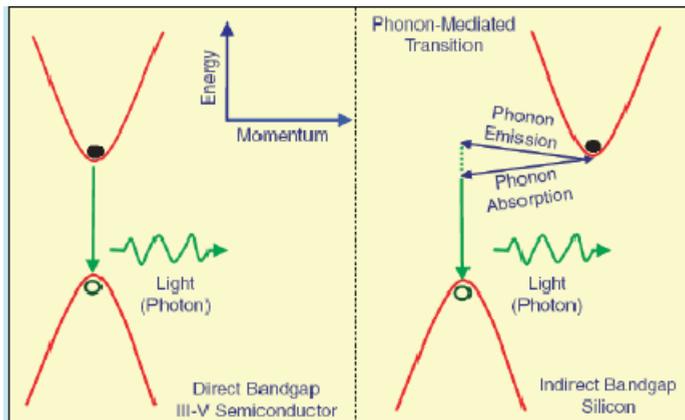


Figura 1.4: Los semiconductores de los grupos III-V tienen un bandgap directo, por lo que los electrones de la banda de conducción se recombinan con los huecos de la banda de valencia y transfieren sus energías a los fotones que se emiten. Sin embargo, el silicio tiene bandgap indirecto (los estados de máxima y mínima energía en las bandas de valencia y conducción no tienen el mismo momento) por lo que la recombinación se produce mediante la absorción o emisión de un fotón y la probabilidad de que suceda este proceso es extremadamente baja. [Jal06]

Sin embargo, gracias a la mejora en las técnicas de fabricación, estos límites se han minimizado y se ha demostrado que es posible crear componentes fotónicos de altas prestaciones basados en silicio. Se han perfeccionado las técnicas de fabricación para reducir la rugosidad en las paredes de silicio y se han desarrollado técnicas (*gratings e inverted tapers*) para facilitar el acoplo de guías de silicio con fibra óptica, y viceversa, de manera que se ha reducido en gran medida las pérdidas que puede introducir un componente de silicio.

Por otra parte, en los últimos años los esfuerzos en dispositivos ópticos sobre silicio se han centrado sobre dispositivos como moduladores, amplificadores y emisores de luz. Se han desarrollado, en silicio, moduladores electro-ópticos de altas velocidades (por encima de los 10Gb/s). También se ha conseguido implementar láseres electro-ópticos sobre silicio induciendo la emisión a través de portadores inyectados en el silicio [Lip05].

2.2. Tecnología SOI

Una de las tecnologías basadas en silicio más desarrolladas es la tecnología SOI (*Silicon on Insulator*). Esta tecnología aprovecha el elevado índice de refracción del silicio ($n = 3.45$) y el bajo índice de refracción del óxido de silicio o sílice ($n = 1.45$) para introducir un alto contraste de índices y favorecer así la propagación de la luz y la alta densidad de integración. Además, las obleas SOI son más baratas y tienen mejor calidad cristalina que cualquier otro semiconductor gracias a la producción en masa y a la abundancia de los materiales empleados.

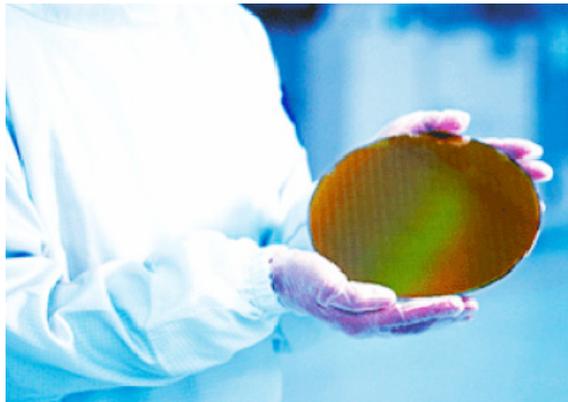


Figura 1.5: Apariencia física de una oblea SOI con miles de circuitos integrados.

Una oblea SOI se compone de una fina capa de silicio (núcleo) con un grosor que, según modelo, puede variar entre 200 y 250nm. La capa del núcleo está depositada sobre una capa de óxido de silicio de espesor en torno a $1-3\mu\text{m}$ que hace de aislante. Por último, la capa inferior es una capa de sustrato de silicio de un espesor mucho mayor, unos $700\mu\text{m}$ que es la que da resistencia a la estructura. Estas dimensiones pueden variar dependiendo del fabricante.

En estas obleas podemos fabricar guías ópticas de dimensiones muy reducidas (guías nanofotónicas), ya que, como se ha comentado anteriormente, esta tecnología ofrece un alto contraste entre índices de refracción, de manera que, facilita el guiado óptico con un gran confinamiento del haz. Gracias a esta

característica, se pueden diseñar circuitos ópticos con una elevada densidad de integración. No obstante, el alto confinamiento del haz implica una mayor intensidad de campo en las paredes de las guías y, consecuentemente, unas elevadas pérdidas de propagación. El gran reto, ya conseguido, ha sido el de minimizar la rugosidad en las paredes de las guías y consecuentemente las pérdidas de propagación.

La función principal de estas guías es la de conducir fotones desde un extremo a otro del chip interconectando los dispositivos ópticos de manera eficiente y con bajas pérdidas. Además, con estas guías podemos construir divisores, acopladores y, si las cerramos, anillos resonantes.

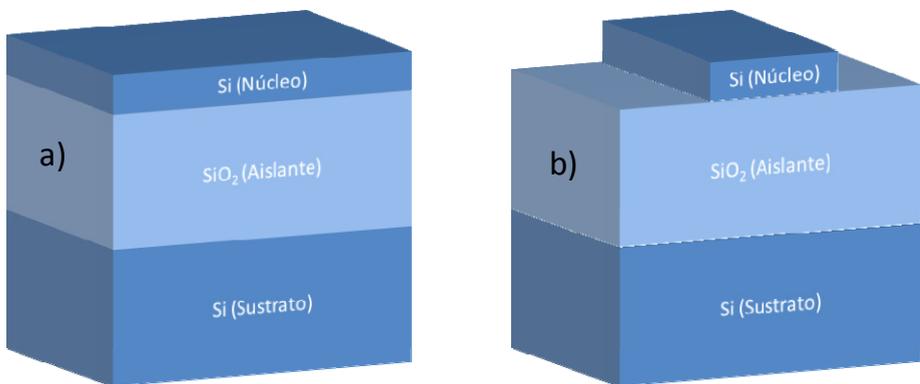


Figura 1.6: (a) Sección de una oblea SOI; y (b) guía grabada sobre una oblea SOI.

Así pues, el interés que despierta esta tecnología se debe tanto a razones tecnológicas como económicas. Desde una perspectiva tecnológica, la fabricación de este tipo de dispositivos es compatible con los procesos de fabricación CMOS utilizados en la industria microelectrónica, permitiendo así una producción en masa de componentes de bajo coste y que, además, supone una plataforma para integrar, conjuntamente, circuitería electrónica y fotónica. Desde el punto de vista económico hay que resaltar que el silicio es el elemento electropositivo más abundante de la corteza terrestre, por tanto, su coste es muy bajo. Además es un material muy robusto cuyas propiedades son muy bien conocidas y han sido estudiadas por la industria microelectrónica hasta un nivel más que suficiente para la mayoría de las aplicaciones de la óptica integrada.

En obleas SOI se pueden utilizar distintos tipos de guías para la implementación de dispositivos como son las guías de silicio convencionales, las guías strip o los cristales fotónicos. Sin embargo, en los últimos años ha aparecido

un nuevo tipo de guía llamada guía ranurada [Alm04, Alm04b] que tiene unas propiedades muy interesantes.

2.3. Guía ranurada

Como se ha mencionado antes, la guía ranurada tiene unas propiedades muy interesantes para poder realizar muchos de estos dispositivos completamente ópticos [Bae05, Bar04, Fuj06]. Es compatible con los sistemas de fabricación actuales y permite una alta integrabilidad gracias a que utiliza alto contraste de índices, pero al contrario que en las guías de alto contraste tradicionales, en la guía ranurada la mayor parte de la potencia óptica se concentra en la zona de bajo contraste. Además su principal virtud es que se concentra una elevada potencia en una zona muy pequeña, por lo que aumenta enormemente cualquier cambio en los materiales que introduzcas en esa zona. Por lo tanto es muy interesante para aplicaciones para sensores [Del07] y en cualquier dispositivo que necesite materiales no lineales [Bar04, Fuj06] o materiales activos.

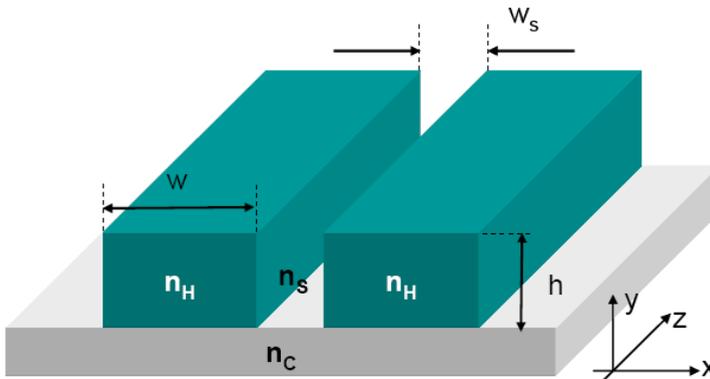


Figura 1.7: Esquema de una guía ranurada.

Para conseguir efectos no lineales se necesita introducir en la ranura de la guía un material con un elevado coeficiente no lineal (n_2) y que tenga un bajo índice de refracción para que junto con el silicio tengan un elevado contraste de índices con los beneficios que esto conlleva. Los materiales típicos de la tecnología SOI son el silicio y el óxido de silicio cuyo coeficiente no lineal es muy bajo, por lo tanto hay que encontrar otro material que manteniendo un índice cercano al SiO_2 tenga un valor superior y que además sea compatible con la tecnología CMOS para poder realizar una fabricación en masa de futuros dispositivos.

Una primera solución es la de utilizar algún polímero con las propiedades deseadas, pero su compatibilidad con los procesos CMOS es dudosa. Sin embargo

existe un material que son los nanocristales de silicio en SiO₂ (Si-nc) [San07] que tiene un relativamente alto coeficiente no lineal y su índice de refracción es cercano al del SiO₂ y además se puede controlar en función de la concentración [Her08, Spa09]. Este material al estar compuesto sólo de silicio y SiO₂ y que los métodos de deposición son los que se utilizan en las grandes *foundries* de microelectrónica es compatible con la tecnología CMOS y por lo tanto es posible la producción en masa de dispositivos fabricados con este material.

Por tanto se espera que con el empleo de las guías ranuradas y los Si-nc sea posible la implementación de dispositivos completamente ópticos con los que en un futuro implementar cualquier funcionalidad deseada.

3.- Marco de la tesis

Esta tesis se ha desarrollado en el Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia (NTC) que es un Instituto de Investigación de la Universidad Politécnica de Valencia dentro del área de dispositivos fotónicos. El NTC posee en la actualidad facilidades para la fabricación de circuitos nanofotónicos integrados en tecnología SOI.

El trabajo central de esta tesis se engloba dentro del proyecto europeo del 6º Programa Marco denominado **PHOLOGIC** (*NanoPHOTonic LOGIC gates*) cuyo consorcio está formado por 8 socios de cuatro países de la Unión Europea (Francia, Italia, España y Reino Unido) y un país no perteneciente a la U.E. (Canadá). La finalidad principal de PHOLOGIC es explorar la compatibilidad de diversos materiales fotónicos no lineales (CdTe y Si-nc) y sus procesos de fabricación asociados, con las líneas de fabricación CMOS utilizadas habitualmente en el campo de la microelectrónica. Esta compatibilidad de materiales fotónicos no lineales con las líneas CMOS permitiría la fabricación en masa y con un bajo coste de dispositivos fotónicos integrados activos. Para comprobar esta compatibilidad se propone la fabricación de una puerta lógica XOR integrada completamente óptica mediante interferómetros Mach-Zehnder.

Una pequeña parte de la tesis que aprovecha las sinergias de PHOLOGIC se enmarca dentro del proyecto europeo IPHOBAC (*Integrated Photonic mm-Wave Functions For Broadband Connectivity*), también del 6º Programa Marco, en el cual colaboran seis centros de investigación de diferentes universidades europeas y cinco grandes empresas europeas que operan en el sector de las telecomunicaciones. El principal objetivo del proyecto IPHOBAC es crear componentes fotónicos que trabajen en el rango de las ondas milimétricas combinando la tecnología radio con la óptica. De esta manera se pretende

incrementar las prestaciones de aplicaciones de banda ancha en telecomunicaciones, seguridad, radar e instrumentación.

Este trabajo tampoco podría haber sido posible sin la financiación obtenida por media de la beca de Formación de Profesorado Universitario concedida al autor por el Ministerio de Educación y Ciencia.

4.- Objetivos de la tesis

Uno de los elementos clave para dar el paso definitivo hacia la nanofotónica es la posibilidad de fabricar puertas lógicas ópticas integradas con un proceso de fabricación en masa, de pequeño tamaño y bajo consumo. Ahí es donde se centra el presente trabajo de tesis: en la implementación y caracterización de un **conmutador** y una **puerta lógica XOR** todo **ópticos** mediante procesos de fabricación compatibles con la tecnología **CMOS**. Para la realización de dichos dispositivos se emplea la **guía ranurada** para aumentar los efectos no lineales de los **nanocristales de silicio** (Si-nc) en sílice que se depositan en la ranura. Los conmutadores y las puertas lógicas son elementos clave en el desarrollo de funcionalidades ópticas que en un futuro pueden formar parte de los nodos de comunicaciones. Para la implementación de dichos dispositivos se emplean estructuras muy sencillas como son los **anillos resonantes** (para el conmutador) y los **interferómetros Mach-Zehnder** (para la puerta lógica XOR).

Un conmutador es un dispositivo que permite o no el paso de una señal en función de otra que es la señal de control, por lo tanto se puede usar también como modulador. Por otra parte una puerta lógica es un elemento que realiza una función booleana, en este caso una XOR, a partir de dos señales de datos. De modo análogo a como sucede en electrónica digital, se puede implementar cualquier funcionalidad a base de combinar puertas lógicas como sucede en las CPUs.

Para la consecución de este objetivo se tienen que marcar otros objetivos intermedios ya que se parte prácticamente desde cero, debido a que la **guía ranurada** no está muy estudiada y es un elemento clave para el futuro desarrollo del trabajo se deben **optimizar sus parámetros** para maximizar la intensidad óptica en el interior de la ranura para que ésta interactúe con el material no lineal.

También es de especial importancia el encontrar un método de **acoplo eficiente** entre la fibra óptica, que es el medio empleado en la transmisión de la información, y el chip de silicio y en especial la guía ranurada que se empleará para el diseño de los dispositivos.

El siguiente objetivo a conseguir es comprobar el funcionamiento y posteriormente la **optimización** de los parámetros de las distintas estructuras que van a formar parte del conmutador y la puerta lógica XOR como son: divisores, acopladores, anillos, curvas, etc. Mención especial merecen los **anillos resonantes** que serán elementos claves en el funcionamiento del conmutador. Otro objetivo secundario que en este caso no es necesario para la consecución de la puerta lógica es diseñar nuevas aplicaciones más complejas basadas en anillos resonantes como es el **desfasador fotónico de 90º** integrado.

Al mismo tiempo hay que comprobar que las posibles desviaciones de los parámetros de diseño en el proceso de fabricación no afecten al funcionamiento de los dispositivos o en caso contrario proponer alguna solución para controlar estos efectos no deseados.

Hasta ahora se estaban evaluando estructuras pasivas, y el último paso antes de comprobar el funcionamiento del conmutador y la puerta lógica es comprobar si efectivamente se producen **efectos no lineales** en el material seleccionado (Si-nc), que es un material novedoso y cuyo principal beneficio es que es compatible con los procesos de fabricación CMOS.

Una vez realizados y comprobados todos los objetivos planteados se debe estudiar el comportamiento no lineal de los anillos resonantes y estructuras interferométricas para ver si efectivamente se pueden implementar estructuras activas desde el punto de vista funcional, es decir, que tengan una respuesta variable en función de un control externo. Por tanto tras el diseño y fabricación de dichas estructuras se debe **caracterizar el funcionamiento del conmutador todo óptico y la puerta lógica XOR todo óptica**.

5.- Estructura de la tesis

La tesis se estructura en los siguientes capítulos:

Capítulo 1: con este presente capítulo se pretende dar una visión del área temática en la que se incluye el trabajo de la tesis. Asimismo se pretende introducir los distintos campos en los que podrían tener aplicación los resultados de la misma.

Capítulo 2: debido a las peculiaridades de la guía ranurada en este capítulo se hace una pequeña introducción a la misma y su funcionamiento. Tras ello se optimizan los parámetros de la guía para dos configuraciones distintas (vertical y horizontal) de la misma, para aumentar la intensidad óptica en la ranura y con ello aumentar los efectos no lineales. Tras esta optimización se estudian los pros y contras de ambas configuraciones para elegir la más idónea en vistas a la

aplicación final. También se estudia el efecto en las propiedades de la guía ranurada de las tolerancias debidas a los procesos de fabricación. Por último se muestran los resultados de la caracterización de las muestras.

Capítulo 3: se aborda en este capítulo el estudio y optimización del acoplo a la guía ranurada desde la fibra óptica. Se busca un acoplo eficiente tanto para la configuración vertical como la horizontal de la guía ranurada. En el primer caso, el problema del acoplo se divide en dos partes: una primera en la que acoplar la luz desde una guía de silicio convencional a la guía ranurada; y una segunda parte en la que acoplar la luz de la fibra óptica a la guía de silicio, en el que hay una extensa bibliografía (*gratings, inverted tapers, etc.*). En el caso de la guía ranurada horizontal el acoplo se hace directamente desde la fibra óptica a la guía ranurada y se intentarán adaptar los métodos empleados en guías estándar.

Capítulo 4: este capítulo se centra en el estudio de las estructuras con las que se pretende implementar el conmutador óptico y la puerta lógica. Dichas estructuras son los anillos resonantes y los *interferómetros Mach-Zehnder*. Se hace una breve introducción sobre los principios de funcionamiento y parámetros principales de ambas estructuras para posteriormente pasar a realizar distintas simulaciones para optimizar los parámetros de los mismos. También se estudia cómo afectan las tolerancias del proceso de fabricación a la respuesta de los dispositivos y se proponen estructuras para en un futuro resolver o controlar esas desviaciones. Por último se exponen los resultados de la caracterización de dispositivos con distintos parámetros para hacer un diseño final del conmutador y la puerta lógica. También se hace un estudio, diseño y caracterización de un desfaseador de 90° basado en anillos resonantes para que sea integrado en un modulador/demodulador vectorial.

Capítulo 5: el capítulo más importante de la tesis se centra en los efectos no lineales que se producen en la guía ranurada al introducir un material no lineal (Si-nc) en la ranura. Se pretende ir por pasos antes de la consecución del objetivo principal de la tesis que es la demostración experimental del conmutador y la puerta lógica. Por tanto, el primer paso es estudiar efectos no lineales básicos que se producen en la guía como son la *automodulación de fase (SPM)* y la *mezcla de cuatro ondas (FWM)*. Tras recopilar los datos de los capítulos anteriores y de este mismo, se fabrican el conmutador óptico y la puerta lógica. En este capítulo se muestran los resultados experimentales que corroboran su funcionamiento.

Capítulo 6: se presentan finalmente las conclusiones más importantes de la tesis así como las posibles líneas futuras que se pretenden seguir para dar continuidad y aprovechar los resultados obtenidos hasta la finalización de la tesis.

Por último, se incluyen una serie de anexos con la intención de proporcionar información complementaria utilizada en la elaboración de la tesis y que puede ser útil para su comprensión:

Anexo A: se describen los fundamentos básicos de los simuladores usados para caracterizar las estructuras estudiadas en la tesis: el programa comercial *FullWAVETM* de Rsoft Inc., que implementa el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo y el *BeamPropTM* que implementa el método de propagación de ondas. También se presentan los algoritmos empleados para la caracterización de los anillos que son: método iterativo y el método CROW.

Anexo B: se presentan las propiedades del material no lineal empleado que son los nanocristales de silicio en SiO_2 .

Anexo C: en este anexo se explican brevemente los distintos procesos de fabricación empleados en las muestras caracterizadas.

Anexo D: aquí se describen los montajes empleados para la caracterización de las distintas muestras. Se muestran dos montajes distintos dependiendo de la forma de acoplo, ya sea acoplo en línea u horizontal o bien acoplo mediante *gratings* en el que el acoplo es vertical. También se describen los equipos y el procedimiento a seguir para la caracterización.

6.- Referencias del capítulo

- [Agr97] G. P. Agrawal, *"Fiber-Optic Communication Systems"*, John Wiley and Sons, Nueva York, 2ª edición, 1997.
- [Alm04] V.R. Almeida, Q. Xu, C.A. Barrios and M. Lipson, *"Guiding and confining light in void nanostructure"*, Optics Letters Vol. 29, pp 1209-1211 (2004).
- [Alm04b] Vilson R. Almeida, Q. Xu, R.R. Panepucci, C.A. Barrios and Michal Lipson, *"Light Guiding in Low Index Materials using High-Index-Contrast Waveguides"*, Materials Research Society Symposium Proceedings, vol. 797 (2004).
- [Bae03] R. Baets, *"A tutorial on Nanophotonics"*, ECOC-IOOC 2003 Proceedings - vol. 5, Tutorial Tu3.3, pp. 200-235, (2003).
- [Bae05] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, Guangxi Wang, R. Lawson, Y.Liao, P.A. Sullivan, L. Dalton, A.K.Y. Jen and A. Scherer, *"Optical modulation and detection in slotted Silicon waveguides"*, Optics Express 2005 vol. 13 nº 14.
- [Bar04] C.A. Barrios, *"High-performance all-optical silicon microswitch"*, Electronic Letters 8th vol. 40 nº 14 (July 2004).
- [Bla02] U. Black, *"Optical networks: Third generation transport systems"*, Ed. Prentice Hall (2002).
- [Cap99] J. Capmany, F. J. Fraile Peláez, J. Martí, *"Dispositivos de Comunicaciones Ópticas"*, Ed. Síntesis, Madrid (1999).
- [Cap06] J. Capmany, B. Ortega, *"Redes ópticas"* Ed SPUPV (2006).
- [Del07] F. Dell'Olio and V. M.N. Passaro, *"Optical sensing by optimized silicon slot waveguides"*, Optics Express, vol. 15, nº 8 (April 2007).
- [Fuj06] T. Fujisawa and M. Koshihara, *"All-optical logic gates based on nonlinear slot-waveguide couplers,"* J. Opt. Soc. Am. B 23, 684-691 (2006)
- [Her08] S. Hernández, P. Pellegrino, A. Martínez, Y. Lebour, B. Garrido, R. Spano, M. Cazzanelli, N. Daldosso, L. Pavesi, E. Jordana, J.M. Fedeli

- "Linear and nonlinear optical properties of Si nanocrystals in SiO₂ deposited by plasma-enhanced chemical-vapor deposition"*, Journal of Applied Physics, Volume 103, Issue 6, pp. 064309-064309-6 (2008).
- [Jal06] B. Jalali, M. Paniccia and G. Reed, *"Silicon Photonics"*, IEEE Microwave Magazine, (June 2006).
- [Joa97] J. D. Joannopoulos, P. R. Villeneuve and S. Fan, "Photonic Crystals: Putting a New Twist on Light," Nature **386**, 143 (1997).
- [Lip05] Michal Lipson, "Guiding, Modulating, and Emitting Light on Silicon-Challenges and Opportunities," J. Lightwave Technol. **23**, 4222 (2005)
- [Lux05] Luxtera Inc., *"Fiber Will Displace Copper Sooner Than You Think,"* white paper, 2005; <http://www.luxtera.com/white-papers.html>.
- [Pan05] M. Paniccia, S. Koehl, *"The Silicon Solution"*, IEEE Spectrum, 30 – 35 October (2005).
- [Pan09] M. Paniccia, V. Krutul, R. Jones y J. Bowers, *"Láser de silicio híbrido: La tecnología fotónica de silicio para la futura informática a escala tera"*; <http://www.intel.com/technology/index.htm>
- [Pra04] P.N. Prasad *"Nanophotonics"* Ed.: Wiley Inter-Science (2004).
- [Ram02] R. Ramaswami, *"Optical Networks: a practical perspective"*, Ed Morgan Kaufman (2002).
- [San07] P. Sanchis, J. Blasco, A. Martínez and J. Martí, *"Design of Silicon-Based Slot Waveguide Configurations for Optimum Nonlinear Performance"*, J. Lightwave Technol. **25**, pp. 1298-1305 (2007).
- [Sor87] R.A. Soref and B.R. Bennett, *"Electrooptical effects in silicon"*, IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-23, pp.123-129 (1987).
- [Spa09] Rita Spano, Nicola Daldosso, Massimo Cazzanelli, Luigi Ferraioli, Luca Tartara, Jin Yu, Vittorio Degiorgio, Emmanuel Giordana, Jean M. Fedeli, and Lorenzo Pavesi, *"Bound electronic and free carrier nonlinearities in Silicon nanocrystals at 1550nm,"* Opt. Express **17**, 3941-3950 (2009)
- [Wei91] M. Weiser, *"The computer for the 21th Century"*, Scientific American

265 (3), pp. 94-101 (1991).

Capítulo 2

Diseño, optimización y caracterización de la guía ranurada

La tecnología fotónica está en la actualidad muy extendida en diversas áreas científicas. Destaca su aplicación en las redes ópticas de comunicaciones [Mas02] en cuyo desarrollo la fibra óptica adquiere un papel relevante como canal de comunicación entre nodos lejanos. Es este campo, el de las comunicaciones ópticas, es uno de los principales impulsores del desarrollo de la tecnología fotónica. Sin embargo, en este desarrollo han ido apareciendo nuevas aplicaciones tan diversas como el procesado fotónico o los sensores ópticos. Dichas aplicaciones requieren nuevas tendencias dentro de la tecnología fotónica [Boa03] así como mayores niveles de integración dando lugar a la aparición de la **Nanofotónica**.

La nanofotónica, definida como la fusión de la nanofabricación y la fotónica, se presenta como una nueva frontera de la investigación y trae consigo una gran cantidad de oportunidades para el desarrollo de nuevas tecnologías [Pra04]. Se trata de un campo multidisciplinar que requiere aportaciones de diversas áreas científicas, tanto para el diseño de los dispositivos (tales como sensores,

conmutadores o filtros), como para su fabricación, donde existen diversas tendencias como la tecnología de silicio en óxido (*Silicon on insulator, SOI*) [Ree04, Ree04b] o la de compuestos III-V (como AsGa) entre otras. En los últimos años ha aparecido un nuevo tipo de guía llamada guía ranurada, que es la que se estudia en este capítulo.

En este capítulo se explica el funcionamiento de la guía ranurada a partir de las ecuaciones de Maxwell. A continuación se optimizan los parámetros de la guía para mejorar las prestaciones de los dispositivos que se fabriquen con ella. Dentro del apartado de optimización y a partir de medidas realizadas de muestras ya fabricadas se estudian las tolerancias de fabricación para ver las posibles desviaciones que se pueden producir en la respuesta de los distintos dispositivos fabricados, y por tanto ver si es posible una fabricación en masa de los mismos. Por último, se caracterizan las pérdidas de propagación de distintas muestras obtenidas con procesos de fabricación diferentes para corroborar los resultados de fabricación y obtener unas dimensiones óptimas de la guía ranurada.

1.- Introducción: guías ópticas integradas.

Las guías son elementos clave en cualquier dispositivo fotónico ya que permiten confinar la luz y transportarla entre dos puntos sin degradar la calidad de la señal. El requisito principal de las guías es el permitir el flujo de energía en la dirección de propagación pero no en la dirección perpendicular a ésta, con lo que se evitan las pérdidas por radiación. Existen diversos métodos de guiado de la luz que se expondrán a continuación entre los que cabe destacar los basados en Reflexión Total Interna (TIR de las siglas en inglés).

2.- Guías basadas en reflexión total interna.

El mecanismo de guiado más habitual, como se ha mencionado anteriormente, es el TIR, donde la luz se confina en un medio (núcleo) con una cierta forma a lo largo de su eje de propagación cuyo índice de refracción es mayor que el índice del material que hay alrededor (revestimiento).

Este mecanismo se basa en la *ley de Snell* que explica la refracción de la luz producida en la interfase entre dos dieléctricos. Esta *ley* relaciona los ángulos que los rayos incidente y transmitido, a través de la interfase de separación entre los medios, forman con la dirección normal a ésta. Si el índice de refracción del medio del rayo incidente es mayor que el del transmitido, el rayo transmitido se acerca a la dirección de separación entre ambos medios. Por lo tanto existe un ángulo denominado *ángulo crítico* para el cual el rayo transmitido es paralelo a la

interfase. Para ángulos mayores a éste no existe rayo transmitido y por lo tanto el rayo incidente se refleja completamente. Este fenómeno que se conoce como *reflexión total interna* es el mecanismo en el que se basan las fibras ópticas: un núcleo con sección circular confina la luz ya que su índice es mayor que el del revestimiento. En la figura 2.1 se puede ver un ejemplo del mecanismo de *reflexión total interna* y del cono de aceptación, que son los ángulos para los que la luz incidente se guía por TIR.

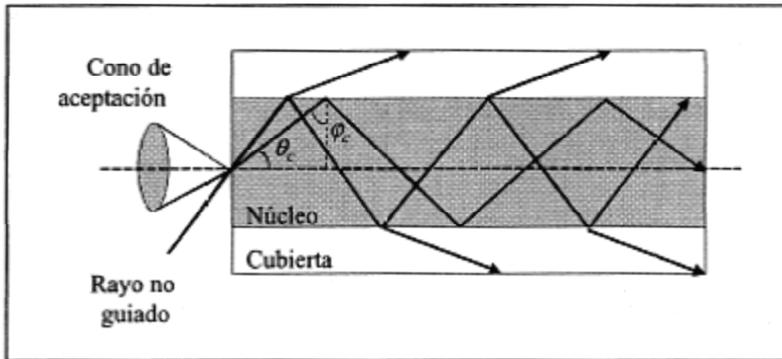


Figura 2.1: Cono de aceptación de luz.

Las guías convencionales usadas en fotónica integrada también se basan en el efecto TIR y los materiales usados para éstas suelen ser silicio (Si), sílice (SiO_2) y materiales de los grupos III-V de la tabla periódica.

La propiedad fundamental de las guías basadas en reflexión total interna es que cuanto mayor sea el contraste entre los índices del núcleo y el revestimiento, mayor es el confinamiento de la luz en el núcleo. Por tanto, podemos concluir que se necesita un mayor contraste entre ambos índices para conseguir reducir el tamaño de un circuito integrado y conseguir una gran escala de integración. En la Tabla 1.1 se puede ver una comparación entre guías integradas de bajo y alto contraste para la fabricación de dispositivos ópticos integrados.

Hay que destacar que éstas son propiedades generales y que no todas las guías ópticas se pueden clasificar dentro de estos dos grupos. Por ejemplo, guías rectangulares de SiON ($n=1.5$) rodeado de SiO_2 ($n=1.45$) se pueden considerar como guías de bajo contraste; y guías de Si ($n=3.5$) fabricadas sobre sustrato Silicon-on-Insulator SOI (Silicio sobre Aislante, de sus siglas en inglés) son un buen ejemplo de guías de alto contraste. Sin embargo, guías rectangulares de Si_3N_4 ($n=2$) en sílice se podría considerar un ejemplo de guía de contraste medio con las propiedades a caballo entre ambas columnas de la tabla.

También existen configuraciones especiales como las guías rib. En ellas el campo electromagnético no está muy confinado, el tamaño del modo es muy grande debido a la especial configuración de la sección y gran parte de éste viaja por el revestimiento. Por todo esto, su índice es bastante bajo ($n \approx 2$) a pesar de que el contraste de índices entre el núcleo de silicio y el revestimiento de sílice es elevado. Por lo tanto, las propiedades de este tipo de guía son similares a las de bajo contraste de índices.

TABLA 2.1: COMPARACIÓN ALTO CONTRASTE – BAJO CONTRASTE

Guías integradas de bajo contraste	Guías integradas de alto contraste
<ul style="list-style-type: none"> • Acoplo eficiente desde y hacia fibras ópticas. • Muy bajas pérdidas de propagación. • Se necesita un gran radio de curvatura para evitar altas pérdidas de curvatura. • Poco confinamiento del campo. 	<ul style="list-style-type: none"> • Acoplo complicado a fibras ópticas debido a su pequeño diámetro modal. • Elevadas pérdidas de propagación debido a la rugosidad de las paredes. • Bajas pérdidas por curvatura. • Gran confinamiento de campo.

En los últimos tiempos, el desarrollo de guías de silicio con una sección rectangular fabricadas sobre sustratos SOI ha llamado la atención como una muy interesante plataforma para la fabricación de dispositivos y sistemas nanofotónicos. Como se expone anteriormente, el alto contraste de índices entre el núcleo de silicio y el revestimiento de sílice o aire hace que el campo esté muy confinado en el núcleo permitiendo una enorme miniaturización de diversos sistemas ópticos como guías, curvas, divisores/combinadores y filtros. Además, todos estos dispositivos se pueden fabricar usando la tecnología tradicional de la microelectrónica (CMOS Complementary Metal-Oxide-Semiconductor), lo que permite una fabricación en masa y por lo tanto una reducción del coste de los procesos de fabricación.

Como contrapartida, como resultado de algunos experimentos [Alm04] se desprende que los efectos no lineales en el silicio son muy débiles y lentos. En consecuencia, la implementación de funcionalidades ópticas a elevada velocidad como conmutación, que son de elevada importancia para el desarrollo de utilidades de redes o computación, no son sencillas de realizar con esta tecnología.

2.1. Guiado en bajo índice.

Las guías basadas en el efecto TIR se caracterizan por un núcleo de un índice de refracción mayor que el del revestimiento, por lo que el campo óptico se confina mayoritariamente en la zona del núcleo. Recientemente se ha propuesto y demostrado que la luz se puede guiar y confinar en un material de bajo índice

rodeado de otro medio con un índice de refracción mayor [Alm04, Xu04, Fen06]. Esta estructura, llamada guía ranurada, consiste en un canal nanométrico de bajo índice entre dos guías de alto índice, ambas rodeadas por otro material de bajo índice. El mecanismo de guiado se basa en la discontinuidad del campo eléctrico en los interfases de alto contraste de índice y, por lo tanto, el confinamiento de la luz en la ranura sólo se consigue para una polarización, en este caso TE.

Los materiales de alto y bajo contraste pueden ser silicio y sílice respectivamente, por lo que esta configuración es completamente compatible con la tecnología CMOS. La guía ranurada adquiere una especial importancia si la ranura se rellena con un material no lineal de bajo índice, como por ejemplo los nanocristales de silicio (si-nc) en sílice. Las propiedades no lineales de este material se pueden aumentar por el hecho que el campo óptico está fuertemente confinado en la ranura. Por lo tanto, esta guía puede ser un elemento clave en aplicaciones no lineales basadas en nanofotónica en silicio. En el siguiente apartado se explicará más en detalle el funcionamiento de este tipo de guía.

2.2. Otros mecanismos de guiado.

Cabe remarcar que existen otros mecanismos de guiado óptico [Yar99]. Por ejemplo, las reflexiones de Bragg se pueden utilizar para evitar que las radiaciones se escapen del núcleo si el revestimiento consiste en un reflector de Bragg 1D. Esto se puede extender con el uso de cristales fotónicos bidimensionales (2D) o tridimensionales (3D), que son estructuras periódicas en las que un defecto lineal puede soportar modos guiados que idealmente son sin pérdidas. Las pérdidas se evitan debido a que a ciertas frecuencias del modo guiado existe un band-gap donde ese modo no está permitido en el cristal fotónico. En este caso, el índice del núcleo puede ser mayor o menor del que posee el revestimiento. También existen guías de cavidades acopladas en las que el guiado se produce por acoplo del modo evanescente de diversas cavidades consecutivas, con lo que se consigue una propagación con una muy baja velocidad de grupo.

Otros mecanismos de guiado son las guías basadas en plasmones de superficie. En éstos el campo se guía a través de una capa metálica. El principal inconveniente de este tipo de guías son sus elevadas pérdidas.

3.- Guía ranurada: funcionamiento.

En los últimos años ha aparecido un nuevo tipo de guía, llamada en su terminología anglosajona slot-waveguide (guía ranurada) [Alm04, Alm04b]. Este tipo de guía tiene unas propiedades muy interesantes para poder realizar un gran

abanico de dispositivos completamente ópticos (sensores, conmutadores, filtros, etc.). Es compatible con los sistemas de fabricación actuales [Xu04] y permite una alta integrabilidad [Mel05] gracias a que utiliza alto contraste de índices, pero al contrario que en las guías de alto contraste tradicionales, en la guía tipo ranura la mayor parte de la potencia óptica se concentra en la zona de bajo contraste y no se transmite por TIR. Además, su principal virtud es que se concentra una elevada potencia en una zona muy pequeña, por lo que le afecta enormemente cualquier cambio en los materiales que se introduzcan en esa zona. Por lo tanto, es muy interesante para aplicaciones de sensores [Del07] y en cualquier dispositivo que necesite materiales no lineales [Bar04] o materiales activos [Bar05].

3.1. Fundamentos teóricos de la guía tipo ranura

Para interfases con un alto contraste de índices, las ecuaciones de Maxwell exponen que para satisfacer la continuidad de la componente normal de la densidad de campo eléctrico D , el correspondiente campo eléctrico (E) debe tener en la discontinuidad un valor más elevado de amplitud en el lado de bajo índice. Se ha demostrado que la discontinuidad se puede utilizar para aumentar y confinar mucho la luz en una región de dimensiones nanométricas de material de bajo índice. El modo que se propaga por esta estructura no es un modo evanescente, sino que es un modo propio de la estructura y al ser de alto contraste posee un elevado factor de integración.

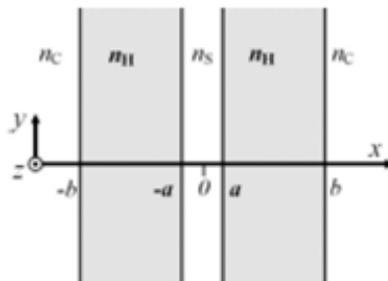


Figura 2.2: Esquema de la guía tipo ranura con una altura infinita [Alm04].

El principio de operación de esta estructura se puede ilustrar con el análisis de la estructura basada en guías que se muestra en la Figura 2.2, donde una ranura de material de bajo índice se introduce entre dos guías de alto contraste (zona sombreada). El modo de la guía tipo ranura se puede ver como aquel formado por la interacción entre los modos fundamentales de las guías individuales. Rigurosamente, la solución analítica para el campo eléctrico transversal del modo TM fundamental de la guía ranurada es:

$$E_x(x) = A \begin{cases} \frac{1}{n_s^2} \cosh(\gamma_s x), & |x| < a \\ \frac{1}{n_H^2} \cosh(\gamma_s a) \cos[\kappa_H (|x| - a)] + \frac{\gamma_s}{n_s^2 \kappa_H} \sinh[\kappa (|x| - a)], & a < |x| < b \\ \frac{1}{n_c^2} \left\{ \cosh(\gamma_s a) \cos[\kappa_H (b - a)] + \frac{n_H^2 \gamma_s}{n_s^2 \kappa_H} \sinh(\gamma_s a) \sin[\kappa_H (b - a)] \right\} \exp[-\gamma_c (|x| - b)], & b > |x| \end{cases} \quad (2.1)$$

donde κ_H es el número de onda en las guías de alto contraste, γ_c es el coeficiente de caída del campo en el cladding, γ_s es el coeficiente de caída del campo en la ranura y la constante A tiene el siguiente valor:

$$A = A_0 \frac{\sqrt{k_0^2 n_H^2 - \kappa_H^2}}{k_0} \quad (2.2)$$

donde A_0 es una constante arbitraria y $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ es el número de onda en el vacío. Los parámetros κ_H , γ_s y γ_c deben cumplir simultáneamente las siguientes relaciones:

$$k_0^2 n_H^2 - \kappa_H^2 = k_0^2 n_c^2 + \gamma_c^2 = k_0^2 n_s^2 + \gamma_s^2 = \beta^2 \quad (2.3)$$

donde β es la constante de propagación del modo que se puede calcular resolviendo la ecuación característica:

$$\tan[\kappa_H (b - a) - \Phi] = \frac{\gamma_s n_H^2}{\kappa_H n_s^2} \tanh(\gamma_s a) \quad (2.4)$$

$$\Phi = \arctan\left[\gamma_c n_H^2 / (\kappa_H n_c^2)\right] \quad (2.5)$$

De la primera ecuación, el campo eléctrico justo dentro de la ranura ($|x|=a$) es n_H^2/n_s^2 veces mayor que el que está justo dentro de las guías de alto índice. Esta relación es igual a 6 para un interfase Si-SiO₂ y si fuera Si con aire el valor de la relación sería de 12. Cuando la anchura de la ranura es menor que la longitud de decaimiento del campo dentro de la misma ($a \ll 1/\gamma_s$), el campo se mantiene a lo largo de toda la ranura. En [Alm04] se han tomado unos valores de $n_H=3.48$ y $n_s=n_c=1.44$ con $a=25\text{nm}$, y $b=205\text{nm}$, se ha calculado la distribución del campo E_x del modo TM. En la Figura 2.3 se puede ver una gran discontinuidad y un elevado confinamiento del campo E en la ranura, en este caso $a=25\text{nm} \ll 1/\gamma_s = 140\text{nm}$.

Otra forma de ver el principio de operación de la guía tipo ranura se basa en la discontinuidad de la componente normal del campo eléctrico en el alto contraste de índices en la interfase entre los dos materiales. Como se ha comentado antes, a partir de las ecuaciones de Maxwell, la componente normal de la densidad de campo eléctrico D debe ser continuo en la interfase entre dos dieléctricos. Como $D = \epsilon_r \epsilon_0 E = n^2 \epsilon_0 E$, donde n , ϵ_r y ϵ_0 son el índice de refracción, la

constante dieléctrica y permitividad del vacío, respectivamente. La componente normal del campo E presenta una discontinuidad si n es diferente en ambos lados del interfase. El campo E, por tanto, es mayor en el lado de bajo contraste y menor en el de mayor contraste, con la relación ya demostrada antes igual al cuadrado del contraste entre índices $(n_{\text{High}}/n_{\text{Low}})^2$. Por otra parte, como el campo magnético en el modo TE es paralelo a la interfase no tiene ninguna discontinuidad y por lo tanto varía lentamente en la estructura. Lo mismo ocurre con el campo E en el modo TM, que es paralelo a la interfase del cambio de índices y por lo tanto es continuo en las paredes de la ranura. Por lo tanto la presencia de la ranura no afecta prácticamente al modo TM, todo lo contrario que con el modo TE.

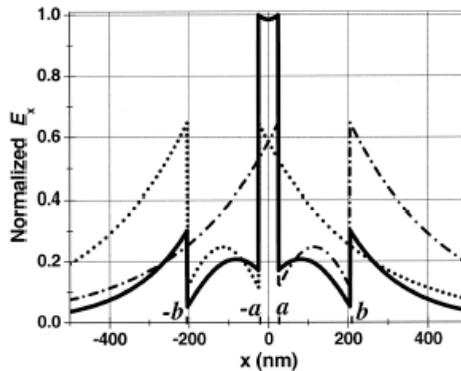


Figura 2.3: Distribución de campo normalizado (E_x) del modo fundamental TM (curva sólida) para la guía tipo ranura con $\lambda_0=1.55\mu\text{m}$ con $n_H=3.48$, $n_s=n_c=1.44$, $a=25\text{nm}$ y $b=205\text{nm}$. Además se pueden ver los modos TM de las guías individuales (puntos y líneas) [Alm04].

Ahora vamos a considerar una ranura tridimensional (3D) con una altura finita, como se muestra en la Figura 2.4. En este caso, el modo TE en la guía ranurada 3D es análogo al modo TM en la estructura 2D estudiada antes. Se asume que la guía se construye en una plataforma SOI (silicon-on-insulator), es decir, con $n_H=3.48$ y $n_c=1.44$ para una longitud de onda $\lambda_0=1.55\mu\text{m}$. Además, se toma una sección transversal de la ranura con una altura h y una anchura w_s , que se rellena de SiO_2 ($n_s=1.44$).

La distribución del campo transversal del modo TE calculado en [Alm04b] se puede ver en la Figura 2.5. Se asume $w_H=180\text{nm}$, $w_s=50\text{nm}$ y una altura $h=300\text{nm}$. En la Figura 2.5 (a) se puede ver la amplitud del campo E en una sección transversal y las líneas del campo E. Se puede observar una zona muy brillante en la zona de la ranura lo que representa que el campo E es muy elevado. Las direcciones de las líneas de campo E en la ranura confirman que el campo es

prácticamente perpendicular a la interfase con el medio de alto contraste, lo que induce esta gran discontinuidad. El perfil de amplitud para el campo E se puede ver en una superficie 3D en la Figura 2.5 (b). Se puede observar que el perfil de amplitud del campo E a lo largo de la dirección x en el punto y=0 tiene un gran parecido con la figura 2.3 para la estructura 2D. El confinamiento vertical del campo E en la zona de la ranura se debe a las zonas de alto índice. Al tener la guía ranurada, un modo propio es, teóricamente, una guía sin pérdidas.

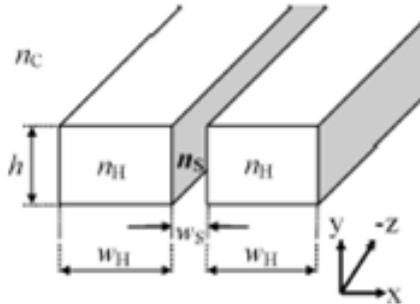


Figura 2.4: Esquema de la guía ranurada con una altura finita [Alm04b].

Debido al aumento del campo E en la ranura, la intensidad óptica es también mucho mayor que en la zona de alto índice. En la Figura 2.6 se observa la potencia óptica P_{slot} y la media de la intensidad óptica $I_{\text{slot}}=P_{\text{slot}}/(hw_s)$ dentro de la ranura de la guía en función de la anchura de la ranura w_s y la anchura de la zona de Si (w_H). Tanto la P_{slot} como I_{slot} están normalizados respecto de la potencia total de la guía. Para poder comparar también se muestra la intensidad media en la zona de Si (I_{Si}). Se puede observar que la P_{slot} se mantiene prácticamente constante sobre un 30% para una anchura $w_s \geq 50\text{nm}$. Para $w_s=50\text{nm}$, I_{slot} es de $20\mu\text{m}^2$, que es 6 veces más que I_{Si} .

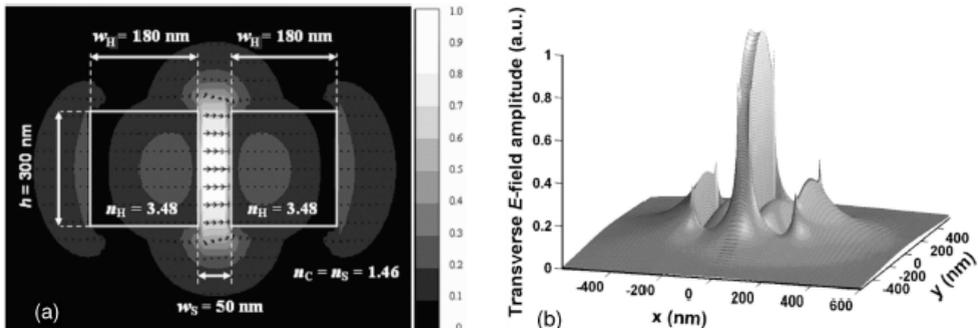


Figura 2.5: Perfil transversal del modo TE en una guía tipo ranura basada en SOI. El origen del sistema de coordenadas se sitúa en el centro de la guía, con un eje horizontal x y vertical y. (a) Amplitud de campo y líneas de campo eléctrico (E). (b) Superficie 3D de la amplitud del campo E [Alm04b].

La propagación de luz a través de la guía presenta una mayor intensidad que la que se puede conseguir en una guía convencional. La mayor intensidad media normalizada en una guía SOI convencional es menos de $9\mu\text{m}^2$ para una sección transversal óptima de $360\text{nm} \times 200\text{nm}$. Para una plataforma SiO_2 -aire este parámetro se reduce a menos de $1,1\mu\text{m}^2$ para una sección transversal óptima de $900\text{nm} \times 500\text{nm}$, lo que representa la vigésima parte de la intensidad de la guía tipo ranura. Para guías "leaky-mode" o con modos evanescentes basados en reflexiones externas como los cristales fotónicos, el tamaño del núcleo de bajo índice está limitado a menos de la mitad de la longitud de onda en el material de bajo índice. Por lo tanto la intensidad normalizada no puede exceder prácticamente del $1\mu\text{m}^2$ a la longitud de onda de $1.55\mu\text{m}$.

En [Alm04b] también han simulado P_{slot} y I_{slot} para ver su dependencia con la longitud de onda, Figura 2.7. La estructura presenta una baja sensibilidad en frecuencia debido a que no hay un efecto de interferencia envuelto en el mecanismo de guiado y confinamiento. Se puede ver que tanto la potencia (P_{slot}) como la intensidad (I_{slot}) en la ranura varían menos de un 10% en un ancho de banda de más de 400nm . Para poder comparar también se presentan en la misma figura los niveles de intensidad óptica para otras guías alternativas.

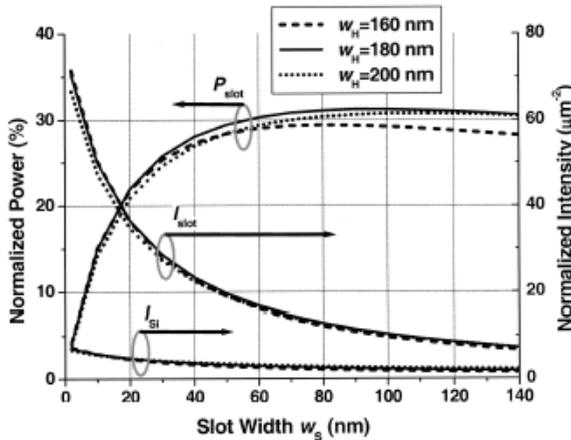


Figura 2.6: Potencia normalizada en la ranura P_{slot} , intensidad óptica media normalizada en la ranura I_{slot} e intensidad óptica media normalizada en las guías de silicio I_{Si} para el modo fundamental TE en la guía tipo ranura. Todas las medidas están normalizadas respecto a la potencia óptica total en la guía [Alm04b].

Para radios de curvatura de sólo $R=5\mu\text{m}$ la transmisión en una curva de 360° es del 99.2%, lo que implica unas pérdidas de curvatura de 11dB/cm. Este resultado es particularmente importante para la fabricación de anillos resonantes

de alta calidad, en los que las bajas pérdidas de curvatura implican un alto factor de calidad (Q).

Como se ha comentado antes la guía tipo ranura es compatible con tecnologías de fotónicas con un alto nivel de integración (alto contraste), ya que tiene la mayoría de las propiedades más importantes de éstas como una sección transversal nanométrica y un pequeño radio de curvatura. Para fabricar la guía con un modo TE se utilizan técnicas de litografía y ataque para hacer la ranura. Por otra parte también se puede fabricar una guía con un modo TM mediante un diseño multicapa.

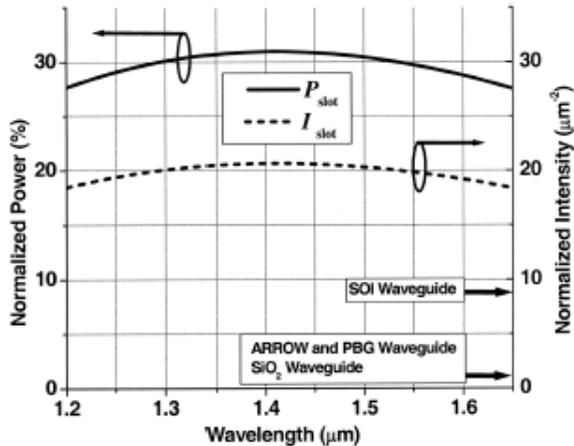


Figura 2.7: Dependencia de la longitud de onda de la potencia óptica normalizada P_{slot} y la intensidad óptica media normalizada I_{slot} en la ranura para $w_H=180\text{nm}$, $w_s=50\text{nm}$ y $h=300\text{nm}$. Valores óptimos para la intensidad óptica normalizada de otras guías alternativas [Alm04b].

Después de demostrarse teóricamente el funcionamiento de esta nueva guía a continuación se presentan algunos trabajos en los que se han fabricado [Xu04, Bar07] y demostrado experimentalmente los resultados teóricos y de simulación.

En la Figura 2.9 (a) se puede ver un ejemplo de una guía fabricada mediante litografía con cañón de electrones en SOI. Los parámetros de la guía son $w_H=220\pm 10\text{nm}$, $w_s=100\pm 10\text{nm}$ y una altura $h=250\pm 10\text{nm}$. El índice de refracción del Si $n_H=3.48$ y el del SiO₂ es $n_s=1.46$. Se ha simulado la estructura para el modo TE obteniendo la distribución de campo que es similar a la de la figura 2.3.

Al comparar las simulaciones con los resultados experimentales se puede ver que se parecen bastante. En la Figura 2.8 se pueden observar los modos TE (línea continua) y TM (rayas) en la guía con la ranura y en una guía de Si convencional. En la guía convencional el modo TE es mucho mayor ($n_{\text{eff}}\approx 2.4$) que

el TM lo que indica que el campo está muy confinado en la zona de alto contraste. Por otra parte en la guía tipo ranura se observa que disminuye el índice efectivo ($n_{\text{eff}} \approx 2.4$) del modo TE lo que indica que el campo está más confinado en la ranura, como era de esperar, mientras que en el modo TM prácticamente no se ve alterado.

Por último, también se han fabricado anillos para demostrar su capacidad de integración. En la Figura 2.9 (a) se puede ver una imagen SEM de una guía tipo ranura recta con un anillo fabricado en con el mismo proceso mostrado anteriormente. En el espectro de transmisión Figura 2.9 (b) se puede observar el patrón de resonancias que muestra que la luz se guía en el anillo.

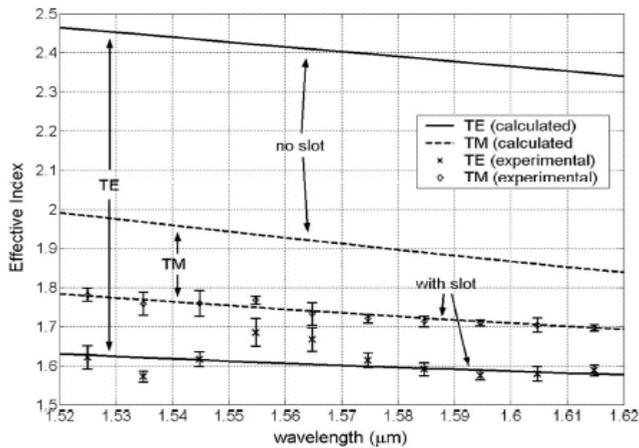


Figura 2.8: Índices efectivos medidos (marcas con barras de error) y simulados (líneas) para modos TE y TM en guías convencionales y guías ranuradas [Xu04].

Como conclusión, se ha mostrado el funcionamiento de una nueva guía en la que el campo óptico viaja en su mayor parte a través de una zona de bajo contraste de tamaño nanométrico con un alto valor de campo. También se han visto resultados experimentales de la misma. La principal cualidad de esta guía es que tiene un elevado campo óptico en la zona de bajo contraste. Esto hace que sea muy buena para distintos dispositivos en los que se introduzca en la ranura cualquier material enfatizando sus propiedades si son proporcionales al campo eléctrico, como pueden ser materiales no lineales [Bar04] o materiales activos. Los dispositivos que se pueden realizar pueden ser sensores [Del07], moduladores [Bae05] y conmutadores [Bar04].

Aunque es una guía muy reciente, ya se han propuesto diversos dispositivos y estructuras basadas en ella como conmutadores [Bar04] o puertas lógicas mediante acopladores direccionales y se han propuesto mejoras.

Son muchas las aplicaciones que se han propuesto para este nuevo tipo de guía y éstas cubren a su vez un gran rango de campos. Se han propuesto desde componentes pasivos [And06, Fuj06, Rib07, Xia07, Fen07] con aplicación a campos tan diversos como las redes de comunicaciones y los biosensores [Del07]. También se han propuesto aplicaciones activas, como son los conmutadores [Bar04], moduladores [Bae05] o puertas lógicas [Koo07, Fuj06b].

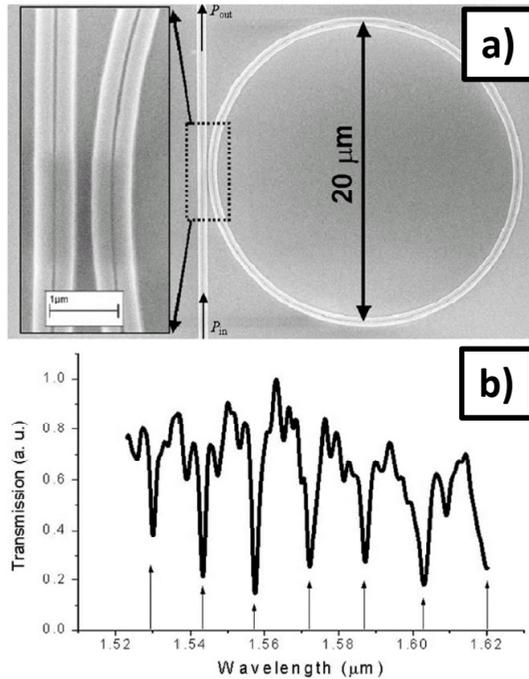


Figura 2.9: (a) imagen SEM del anillo con guía ranurada acoplado a una guía ranurada recta. La zona de acoplo está aproximada para mostrarlo mejor. (b) Espectro de transmisión (P_{out}/P_{in}) del anillo resonante en guía ranurada. La posición de las resonancias están marcadas con flechas [Xu04].

4.- Optimización de la guía ranurada.

Los parámetros de diseño de la guía ranurada se muestra en la Figura 1.7. La ranura tiene una anchura de w_s y una altura h mientras que las guías adyacentes tienen una anchura w . En la siguiente tabla se pueden ver los valores utilizados en la literatura por diferentes grupos de investigación.

TABLA 2.2: PARÁMETROS UTILIZADOS EN LA LITERATURA PARA LA GUÍA RANURADA

Referencia	w_s	h	w
[Alm04]	50 nm	300 nm	160-200 nm
[Bar04]	100 nm	300 nm	180 nm
[Bae05,Bae05b]	50-70 nm	120 nm	300 nm

Los criterios que se van a seguir para la optimización de la guía ranurada son los siguientes:

1.- Que la propagación sea monomodo: en las longitudes de onda de funcionamiento la guía debe ser monomodo para cada polarización. Por lo tanto, la guía se debe diseñar para que trabaje con el modo fundamental y esté por debajo de la frecuencia de corte del modo superior. Esto garantiza que el funcionamiento no se verá deteriorado por la excitación de modos de orden superior. Además, el modo fundamental de cada polarización confiere un mayor confinamiento del campo en el núcleo que los modos de orden superior, como buscamos para aplicaciones no lineales.

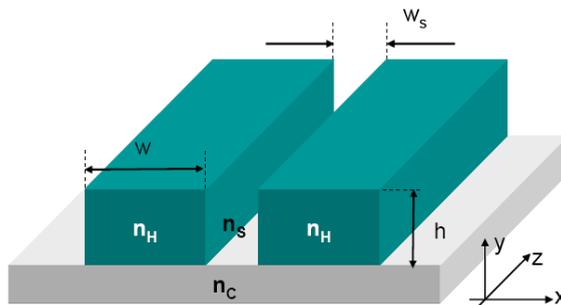


Figura 2.10: Esquema de una guía ranurada.

2.- Maximizar el efecto no lineal: como se menciona antes, para la implementación de dispositivos no lineales hay que maximizar estos efectos. Para ello lo que se debe conseguir es maximizar el campo eléctrico en el material no lineal [San07], lo que se logra haciendo el modo lo más pequeño posible. Por lo tanto, las guías se tienen que diseñar de manera que el área efectiva sea lo más pequeña posible y el campo eléctrico de los modos esté confinado en el material no lineal, que en nuestro caso serán nanocristales de silicio en sílice.

3.- Bajas pérdidas de propagación: las pérdidas de propagación se han de minimizar para garantizar el buen funcionamiento de los dispositivos finales. Hay diversos mecanismos que contribuyen a las pérdidas de propagación como son: absorción y dispersión en el material, pérdidas de acoplo y modos radiados en las guías debidos a la rugosidad de la misma producida en el proceso de ataque. La mayor parte de estas pérdidas se deben al material y a los procesos de

fabricación, por lo tanto en el diseño de la misma poco se puede hacer sino estudiar las posibles consecuencias y que el diseño sea lo más robusto posible.

4.- Poca dependencia con polarización: en el caso de la guía ranurada esto no se puede conseguir ya que, debido a la peculiaridad de esta guía, sólo maximiza los efectos no lineales para una polarización.

5.- Baja dispersión de la velocidad de grupo GVD (Group Velocity Dispersion, de las siglas en inglés): la dispersión de la velocidad de grupo impone una tasa de transmisión máxima en las guías ópticas. Este parámetro es un elemento clave en las redes ópticas de fibra óptica. En el caso de los circuitos integrados la distancia es mucho menor. Sin embargo, también se espera que este parámetro sea mayor en guías de alto contraste de índices que en las de bajo contraste como la fibra óptica. Por lo tanto hay que diseñarlas de manera que tengan baja GVD para que la señal no se distorsione en todo el chip para las tasas de repetición deseadas, por ejemplo 40Gbit/s.

Junto con todos estos criterios debemos tener en cuenta las limitaciones que nos impone el proceso de fabricación, ya que hay unas ciertas pautas que debemos seguir para que el diseño sea fabricable. Estas limitaciones las veremos más adelante.

De todos estos criterios nos centraremos en el 2º y 3º ya que son los más importantes aunque no nos olvidaremos del resto. Respecto al 1º, nos cercioraremos de que la guía diseñada sea monomodo, el 4º criterio como se ha comentado no se puede cumplir con la guía ranurada y el 5º lo estudiaremos una vez tengamos el diseño para ver si cumple con las necesidades. También se tendrán muy en cuenta las limitaciones impuestas por la fabricación a la hora de proponer el diseño final.

4.1. Optimización basada en la maximización de los efectos no lineales.

El cambio del índice de refracción no lineal de Si-nc/SiO₂ debido al efecto Kerr puede ser modelado mediante la siguiente expresión:

$$\Delta n = 2 \cdot n_2 \cdot I \quad (2.6)$$

donde n_2 es el índice de refracción no lineal, e I es la intensidad óptica. Dicha intensidad óptica está relacionada con la potencia óptica:

$$I = \frac{P}{A_{eff}} \quad (2.7)$$

donde A_{eff} es el área efectiva. Para estructuras de alto contraste, se puede calcular el área efectiva de la usando la siguiente expresión [Vil95, Fos04]:

$$A_{eff} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{+\infty} \int |F(x,y)|^2 dx dy \right)^2}{\int_{-NLR}^{+NLR} \int |F(x,y)|^4 dx dy} \quad (2.8)$$

donde $F(x,y)$ es el perfil de campo del modo de la guía y NLR (non linear region) se corresponde con la región de la ranura. Para los cálculos con la guía ranurada vamos a utilizar el modo TE ($F(x,y)=E_x(x,y)$) porque la luz está mucho más confinada en la ranura que es nuestra zona de interés. El área efectiva debe minimizarse para conseguir maximizar los efectos no lineares para una potencia de entrada dada. Por lo tanto, la mejor guía es la que presente una mínima área efectiva.

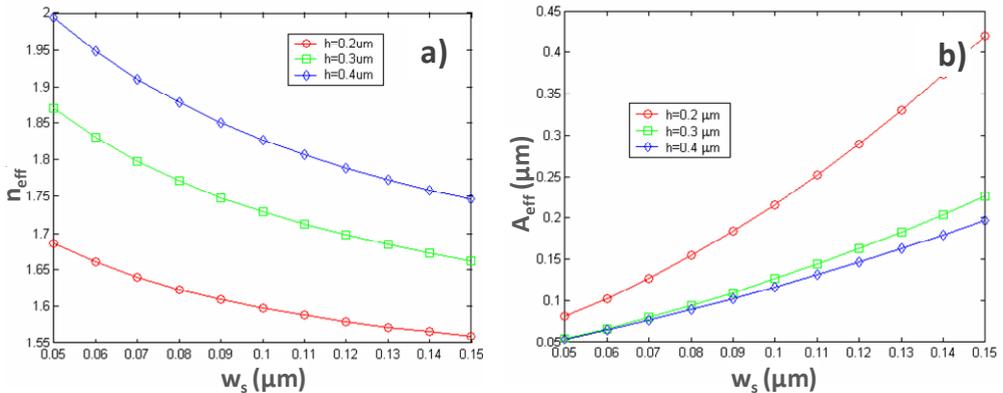


Figura 2.11: (a) Índice efectivo y (b) área efectiva en función de la anchura de la ranura w_s con una anchura $w=180nm$ y $\lambda=1.55\mu m$, con polarización TE para diferentes alturas de la guía ranurada.

Ahora vamos a analizar los distintos parámetros tal y como se puede apreciar en las figuras siguientes (Figura 2.11-Figura 2.13), hemos calculado el índice efectivo y el área efectiva.

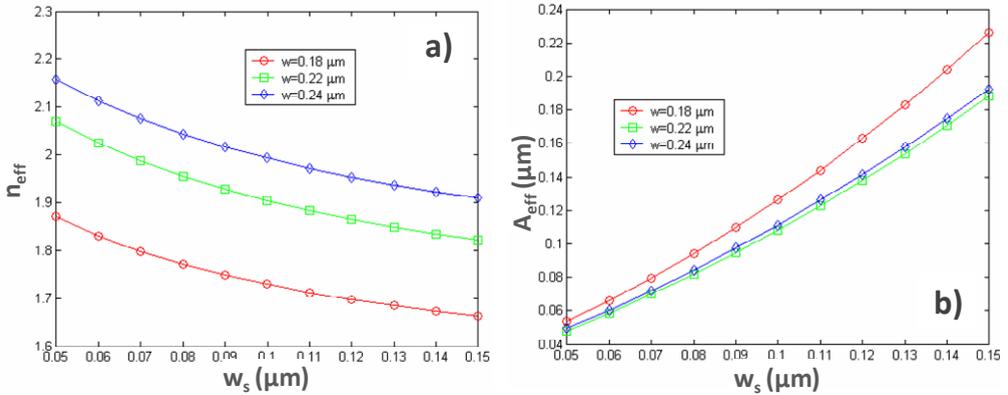


Figura: 2.12: (a) Índice efectivo y (b) área efectiva en función de la anchura de la ranura w_s para una altura $h=300\text{nm}$ y $\lambda=1.55\mu\text{m}$, con polarización TE para diferentes anchuras w de las guías de silicio adyacentes.

En la Figura: 2.12 se puede ver que el área efectiva para una anchura de las guías adyacentes $w=220\text{nm}$ es menor que para $w=180\text{nm}$ y $w=240\text{nm}$, mientras que el índice efectivo es mayor cuando las guías de silicio son más anchas. Además se puede ver que el área efectiva disminuye conforme la ranura se hace menor. El problema es que debido al proceso de fabricación este parámetro no puede ser todo lo pequeño que se desee.

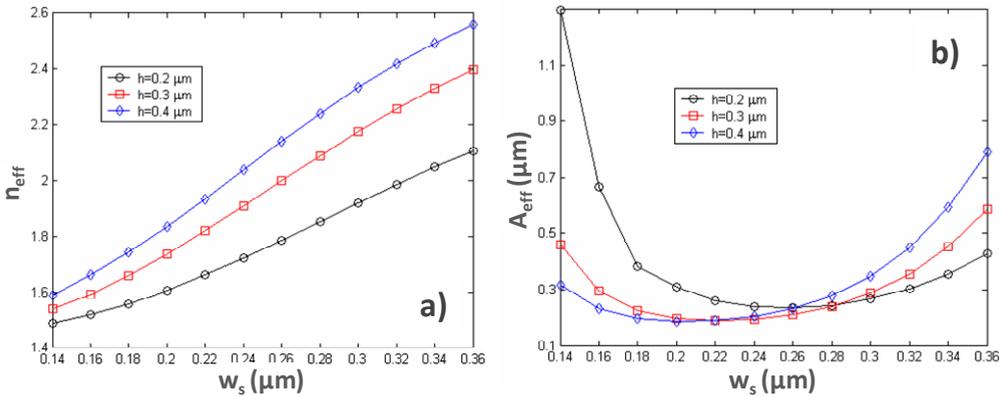


Figura 2.13: (a) Índice efectivo y (b) área efectiva en función de la anchura de las guías de silicio adyacentes para una $w_s=100\text{nm}$ y $\lambda=1.55\mu\text{m}$, con polarización TE para diferentes alturas h de las guías de silicio adyacentes.

De los resultados de las figuras anteriores se deduce que para obtener una mínima área efectiva se debe seleccionar una altura h de la guía ranurada y

posteriormente calcular la anchura de las guías adyacentes w . Además el área efectiva es menor cuanto menor es la anchura de la ranura.

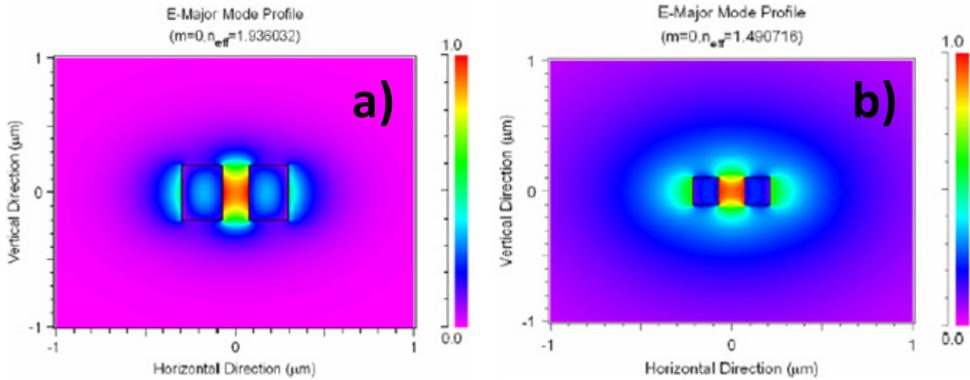


Figura 2.14: Perfil del modo TE para (a) $w_s=150\text{nm}$, $h=400\text{nm}$, $w=220\text{nm}$ y (b) $w_s=150\text{nm}$, $h=200\text{nm}$, $w=140\text{nm}$, que se corresponde con el mínimo y máximo valor de área efectiva de los resultados.

Por último se puede ver el perfil de campo del modo en la guía ranurada para la mínima y máxima área efectiva en la Figura 2.14. Se puede ver claramente que el campo está mucho más concentrado en la zona de la ranura cuando el área efectiva es la mínima.

4.2. Optimización basada en la minimización de las pérdidas de propagación.

La atenuación o las pérdidas provocan la reducción del nivel de potencia media de la señal a medida que se propaga a través de la guía y es un factor de mucha importancia, ya que limita la longitud máxima y la eficiencia de los efectos no lineales en una guía.

La evolución de la potencia óptica al propagarse viene dada por:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha_T P \quad (2.9)$$

donde α_T representa la *constante de atenuación total* (Np/cm) y P es la potencia óptica media de la señal. Si P_e representa la potencia óptica inyectada a la entrada de una guía de longitud L (cm), entonces la potencia óptica a la salida P_s se puede obtener como:

$$P_s = P_e \cdot e^{-\alpha_T \cdot L} \quad (2.10)$$

Aunque normalmente suele expresarse en dB/cm cuya expresión quedaría aplicando (2.11):

$$\alpha \left(\frac{dB}{cm} \right) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \approx 4.343 \alpha \quad (2.11)$$

$$P_s(dBm) = P_e(dBm) - \alpha_T (dB/cm) \cdot L(cm) \quad (2.12)$$

Las pérdidas de propagación se deben a diversos mecanismos de atenuación que pueden clasificarse en dos grandes grupos: los intrínsecos y los extrínsecos [Cap06]. Los mecanismos de atenuación intrínsecos dependen del material en que están fabricadas las guías y son los siguientes:

- Absorción ultravioleta.
- Absorción infrarroja.
- Scattering Rayleigh.
- Scattering Mie.

Por otra parte los mecanismos de atenuación extrínsecos no dependen del material en sí sino de los procesos de fabricación y la pureza del material. Son los siguientes:

- Absorción por presencia de impurezas.
- Pérdidas por curvatura.

De todos estos mecanismos de atenuación los más importantes para nuestras guías son las pérdidas por rugosidad en las paredes de la guía que se pueden estudiar como microcurvaturas. Estas se analizan más en detalle a continuación.

4.2.1. Pérdidas por curvaturas.

La presencia de curvaturas origina la aparición de pérdidas en la señal que se propaga. Éstas pueden ser *macroscópicas* si el radio de curvatura es muy superior a las dimensiones de la guía o *microcurvaturas* cuando su radio es comparable a las dimensiones de la guía. En este caso, la rugosidad se puede modelar como pequeñas microcurvaturas a lo largo de la guía.

Aunque una descripción rigurosa requiere el empleo de la teoría electromagnética, se puede explicar cualitativamente mediante la Figura 2.15.

Como se puede ver en la figura, el campo evanescente que se propaga por la parte externa de la curvatura debe recorrer más distancia que el de la parte interna para mantener el patrón modal transversal invariante. Pero ello sólo es posible si dicho campo evanescente se propaga a una velocidad superior a la de la luz. Como eso no es posible, la única alternativa es que la energía asociada a dicho campo se radie al exterior.

Al estar los modos de orden superior menos confinados en el núcleo de la guía, son los que más sufren este mecanismo, de ahí que se suelen utilizar guías monomodo.

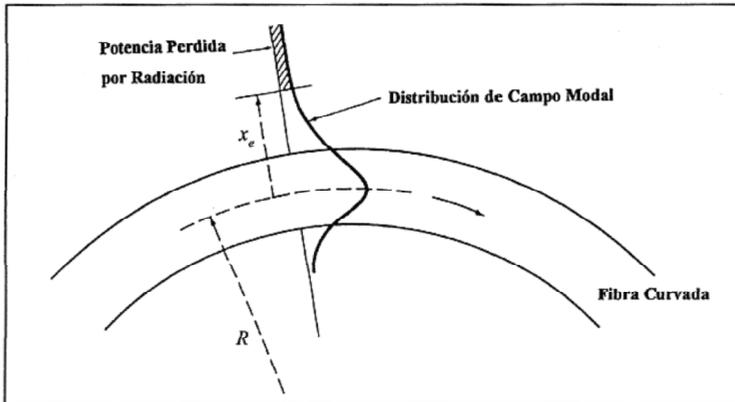


Figura 2.15: Patrón transversal de un modo guiado al propagarse por una curva [Cap06].

Normalmente las rugosidades o *microcurvaturas* se deben a los procesos de fabricación y se pueden modelar como una variación aleatoria de media cero con una función de autocorrelación que se asume que es exponencial [Mar91]. La función de autocorrelación se usa para describir un proceso aleatorio estacionario prestando atención a las variaciones locales del índice efectivo en relación con la rugosidad.

Se han hecho simulaciones usando FDTD 2D, basadas en la medida de la caída de potencia en función de la longitud en una guía ranurada recta obteniendo los mejores resultados para una anchura de las guías de silicio de unos 180 nm.

A partir de estas simulaciones se espera que las pérdidas de propagación reales para la guía ranurada sean menores de 20 dB/cm ajustando los parámetros óptimos de la anchura de las guías de silicio adyacentes y la anchura de la ranura. Además, como se ha comentado estas pérdidas dependen del proceso de fabricación que se puede mejorar y hay ciertas técnicas para reducir esta rugosidad [Lee01].

4.3. Dimensiones finales.

En los apartados anteriores se han calculado los parámetros de la guía ranurada para maximizar los efectos no lineales o para minimizar las pérdidas.

Ahora vamos a obtener unos valores finales atendiendo a las restricciones de fabricación que se pueden ver en la siguiente tabla:

TABLA 2.3: RESTRICCIONES DE FABRICACIÓN.

w_s	h
> 70 nm (e-beam)	200-400 nm
> 120 nm (deep-UV)	

Respecto a los valores óptimos de la guía ranurada, los efectos no lineales aumentan conforme la ranura se va haciendo más estrecha w_s . Sin embargo, el límite está limitado por los procesos de fabricación. En este caso se prefiere usar litografía deep-UV ya que así se puede usar en las líneas de fabricación a gran escala basadas en CMOS, por lo tanto la anchura debe ser mayor de 120 nm. Por otra parte, con anchuras mayores se consigue reducir las pérdidas. En consecuencia, los valores óptimos deben ser mayores de 120 nm y menores de 150 nm para que los efectos no lineales sean enfatizados suficientemente.

Para optimizar la altura h de la guía ranurada, tenemos que la fabricación limita que esté entre 200 y 400 nm. El efecto de la altura de la guía no es muy importante siempre que se optimicen las anchuras de las guías de silicio adyacentes como se puede ver en las Figura 2.11-Figura 2.13. Además la altura no debe ser muy grande para evitar mayores pérdidas de propagación debido a rugosidades ya que hay menos nm de guía que atacar. El hecho de que la altura sea menor puede reducir las dificultades a la hora de rellenar la ranura con los nanocristales. Por lo tanto, los valores óptimos de la altura estarán entre 200 nm y 300 nm.

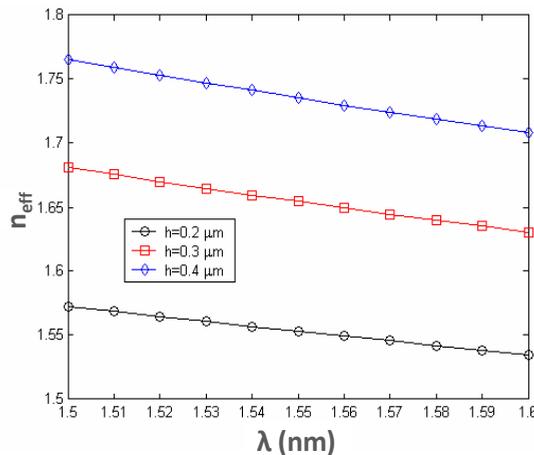


Figura 2.16: Índice efectivo en función de la longitud de onda para la polarización TE, con $w_s=150nm$, $w=180nm$ y diferentes alturas de la guía ranurada.

El último parámetro a optimizar es la anchura w de las guías adyacentes a la ranura. Tomando los datos anteriores y a partir de Figura 2.13 se obtiene que deben estar entre 240 nm y 260 nm. Sin embargo, para minimizar las pérdidas de propagación los valores óptimos deberían estar por debajo de los 200 nm. Consecuentemente debe haber un compromiso entre propagación y no linealidades; se tomarán valores entre 180 nm y 240 nm. Por último mencionar que el área efectiva del modo guiado es alrededor de $0.2 \mu\text{m}^2$.

4.4. Comportamiento en frecuencia y dispersión de la velocidad de grupo.

Todo el estudio se ha realizado a la longitud de onda $\lambda=1.55\mu\text{m}$, pero una vez optimizados los parámetros se ha estudiado su comportamiento en frecuencia y se ha observado que ésta tiene poca influencia en los parámetros.

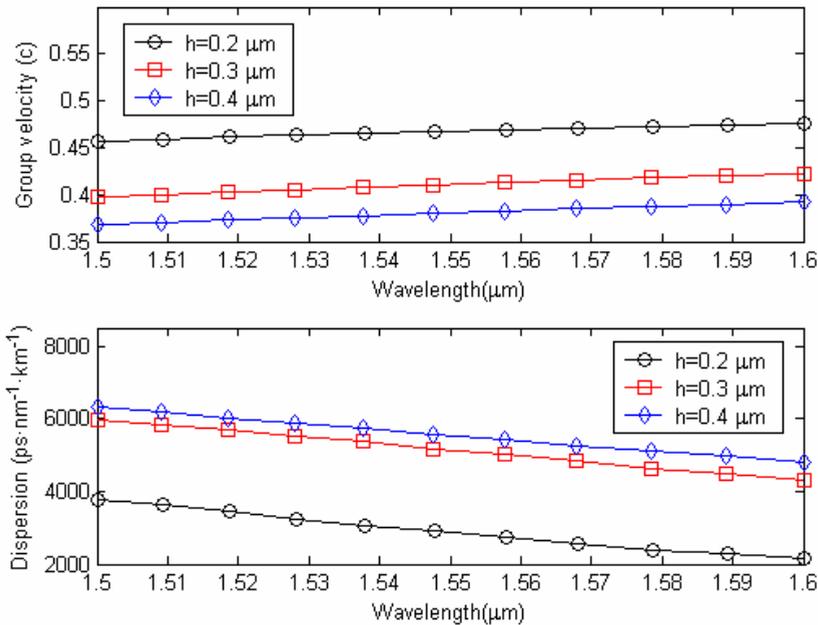


Figura 2.17: Velocidad de grupo y dispersión en función de la longitud de onda para la polarización TE, $w_s=150\text{nm}$ y $w=180\text{nm}$ y diferentes alturas de la guía ranurada.

En la Figura 2.16 se puede ver el índice efectivo de la guía ranurada en función de la longitud de onda con una $w_s=150\text{nm}$, $w=180\text{nm}$ y diferentes alturas de la estructura. Se puede observar que la sensibilidad con la frecuencia es muy pequeña, ya que no hay ningún efecto de interferencias en el mecanismo de guiado y confinamiento.

También se ha obtenido la velocidad de grupo y la dispersión de la velocidad de grupo (GVD) en función de la longitud de onda. En la Figura 2.17 se ven los resultados para distintos valores de la altura de la guía. Primero reseñar que la velocidad de grupo, que está normalizada respecto a la velocidad de la luz, es prácticamente constante alrededor de 1550nm y disminuye con la altura de la guía ranurada. Además, la dispersión es despreciable en todo el ancho de banda considerado. Si lo comparamos con la dispersión de la fibra óptica estándar, donde $D \sim 17 \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$, la dispersión es mucho mayor, pero las distancias a cubrir por una fibra óptica son varios órdenes de magnitud mayores; por lo tanto la dispersión acumulada por el guiado en una estructura convencional es despreciable. Por ejemplo, la dispersión acumulada en 1 km de fibra óptica ($D \sim 17 \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$) sería la misma que obtendríamos con una guía de altura $h=0.4 \mu\text{m}$, donde $D \sim 6000 \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ para una distancia de 2.8 m, que es mucho mayor que las distancias usadas en los dispositivos integrados.

4.5. Robustez frente a tolerancias de fabricación.

Se han realizado una serie de simulaciones para verificar si la guía propuesta sigue manteniendo sus propiedades al variar sus dimensiones durante el proceso de fabricación.

4.5.1. Influencia del índice de refracción del material.

Primero se ha observado qué ocurriría si el índice de refracción del material que insertamos en la ranura varía ligeramente, ya que el material que vamos a insertar en la ranura son nanocristales de silicio si-nc en SiO_2 . Este material tiene unas cualidades peculiares ya que debido a que los nanocristales son muy pequeños se considera que es un material homogéneo con un índice de refracción ligeramente superior al de la sílice y varía en función de la concentración de nanocristales de silicio. También se simulará qué ocurre cuando las paredes de las guías de silicio adyacentes no son completamente perpendiculares, sino que tienen una ligera pendiente que se produce comúnmente en guías integradas debido al proceso de ataque.

En la Figura 2.18 se muestra la variación del índice efectivo y el área efectiva en función de la variación del índice del material que hay en la ranura como se puede ver en el dibujo interior. Esto puede ocurrir si lo que tenemos en la ranura son si-nc en sílice, ya que el índice de refracción efectivo y los efectos no lineales pueden variar en función del tamaño de los nanocristales y de su densidad. Se han considerado dos anchuras de la ranura diferentes con una altura de 300 nm y una anchura de las guías adyacentes de 180 nm. En ambos casos se

puede observar que el área efectiva es prácticamente constante, pero sí que se produce una variación significativa del índice efectivo. Por lo tanto, podemos decir que los parámetros anteriormente optimizados son válidos aunque se produzca una ligera variación en el índice del material de la ranura.

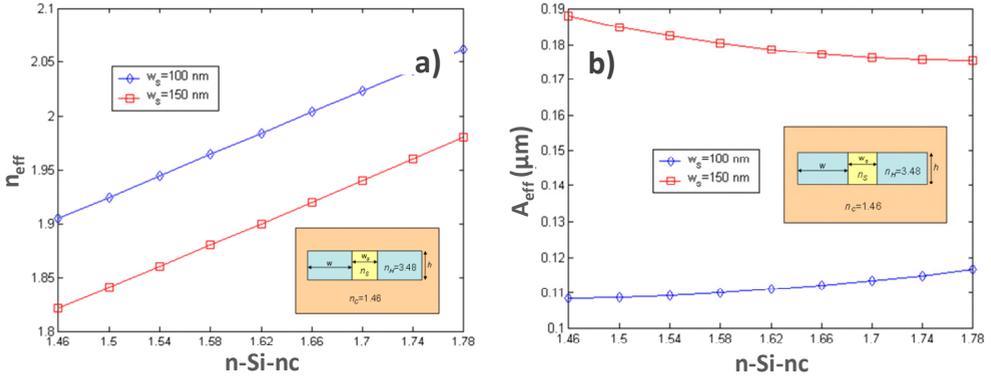


Figura 2.18: (a) Índice efectivo y (b) área efectiva en función del índice de refracción del material de la ranura (si-nc), n_s en el dibujo, para $h=300$ nm y $w=180$ nm, $\lambda=1550$ nm, para polarización TE y para dos anchuras diferentes de la ranura (w_s).

4.5.2. Influencia del ángulo de las paredes laterales.

Para finalizar, se ha calculado la influencia del ángulo de las guías adyacentes. En la Figura 2.19 se puede ver la estructura analizada. El rendimiento de la guía ranurada se puede ver degradado cuando las paredes de las guías de silicio adyacentes no son completamente verticales. Uno de los principales problemas es que el área efectiva se vea incrementada debido a que el modo está menos confinado en la ranura, con lo que efecto no lineal se vería mermado.

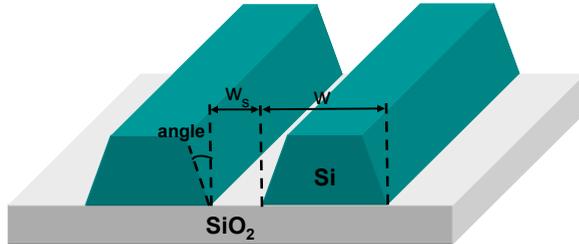


Figura 2.19: Guía ranurada con las paredes inclinadas.

En la Figura 2.20 se puede ver el área efectiva en función del ángulo de las guías adyacentes para diversas anchuras de la guía ranurada. La anchura de las guías adyacentes $w=210$ nm y la altura de la guía es de $h=200$ nm. Para simplificar la simulación se han calculado dos áreas efectivas, como se puede observar en el

dibujo interior. El área interior y la exterior teniendo en cuenta la menor y mayor anchura de la ranura. Por lo tanto el área efectiva real debe estar entre ambos valores.

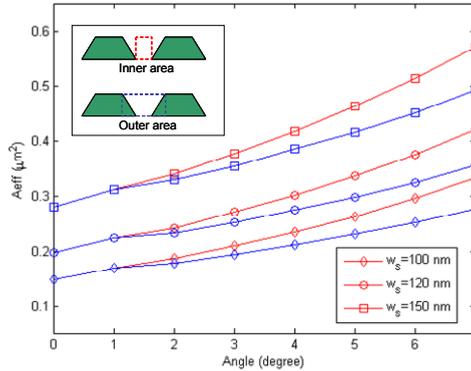


Figura 2.20: Área efectiva en función del ángulo de las paredes de las guías adyacentes para diversas anchuras de la ranura. La anchura de las guías de silicio adyacentes es de $w=210\text{nm}$ y la altura de la guía de $h=200\text{nm}$.

De la Figura 2.20 se desprende que el área efectiva aumenta exponencialmente con el ángulo. Obviamente, la diferencia entre el área efectiva interior y exterior es mayor conforme aumenta el ángulo. Además puede que lo que en realidad ocurra al fabricar la guía es que la anchura diseñada w_s sea la anchura de exterior y por lo tanto la interior sería menor de lo diseñado; con lo que ocurriría el efecto opuesto, es decir, que al aumentar el ángulo de inclinación disminuya el área efectiva.

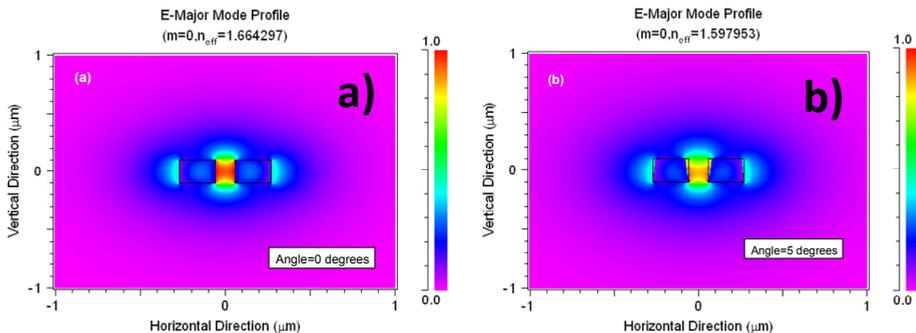


Figura 2.21: Perfil modal de una guía ranurada para una inclinación de las guías adyacentes de (a) 0° , es decir, caso ideal, y (b) 5° . Los parámetros de la guía son $w_s=120\text{nm}$, $w=100\text{nm}$ y $h=200\text{nm}$.

De todos modos se va a escoger el criterio más conservador que es el primero y se puede concluir que para ángulos de las paredes inferiores a 5° no se

produce un incremento excesivo del área efectiva. El área efectiva aumenta desde $0.28\mu\text{m}^2$ a valores entre $0.415\mu\text{m}^2$ y $0.57\mu\text{m}^2$ con una ranura de 100nm y un ángulo de las guías adyacentes de 5° . Si tomamos una anchura de la ranura de 150nm tenemos un aumento del área efectiva desde $0.15\mu\text{m}^2$ a valores entre $0.23\mu\text{m}^2$ y $0.264\mu\text{m}^2$. Dichos resultados son positivos y demuestran que la guía ranurada es tolerante al ángulo de ataque.

Por último en la Figura 2.21 podemos observar el perfil modal para una guía ranurada ideal y una guía con una inclinación de las guías adyacentes de 5° .

5.- Optimización de la guía ranurada horizontal.

En principio la guía ranurada con si-nc se iba a fabricar en la configuración vertical, que es la que se ha estudiado en los apartados anteriores. Para su fabricación se hace un ataque en una guía de silicio para generar la ranura y posteriormente rellenarla con si-nc en SiO_2 . Mediante esta configuración podemos utilizar la guía ranurada sólo en los elementos activos, como pueden ser los brazos del MZI o los anillos resonantes, donde se necesitan los efectos no lineales. El resto del dispositivo se fabricaría utilizando guías SOI convencionales ya que es una tecnología más madura y por lo tanto presenta menos problemas. La altura de ambos tipos de guías debe ser el mismo y todo el dispositivo se crearía con un ataque de una capa de silicio sobre un sustrato de sílice. El acoplo entre ambos tipos de guías se puede conseguir con una elevada eficiencia como se mostrará en el próximo capítulo.

En las primeras pruebas de fabricar esta guía, al intentar rellenarla la ranura con sílice se ha observado que se produce una burbuja de aire en la parte superior de la ranura. Este inconveniente puede producir un importante efecto negativo ya que puede acarrear mayores pérdidas de propagación así como conversión de polarización. Las pérdidas incluso se acentúan, ya que la forma y tamaño de la burbuja varía a lo largo del eje de propagación. Además se reducen los efectos no lineales al confinarse el campo en la región de aire que cuyo coeficiente no lineal es nulo.

Debido a este problema se ha estudiado y optimizado un diseño alternativo, la llamada guía ranurada horizontal, que puede solventar muchos de estos problemas y como veremos más adelante aporta nuevas ventajas. El proceso de fabricación de este tipo de guías se puede consultar en el Anexo C.

En principio el funcionamiento de esta configuración alternativa es el mismo que el de la guía ranurada vertical, el único cambio es que se gira la misma

90° con lo que la polarización en la que se produce el confinamiento del campo es la contraria, en este caso la TM. La principal diferencia está en el proceso de fabricación debido a que el proceso para fabricar la horizontal es más laborioso al tener que hacer una estructura multicapa mientras que para la otra no era así. Del mismo modo, aporta ventajas ya que el tamaño de la ranura puede ser mucho menor y la rugosidad en los interfaces disminuye en gran medida (reduciendo las pérdidas) porque el proceso de deposición no es tan agresivo y por tanto minimiza las rugosidades.

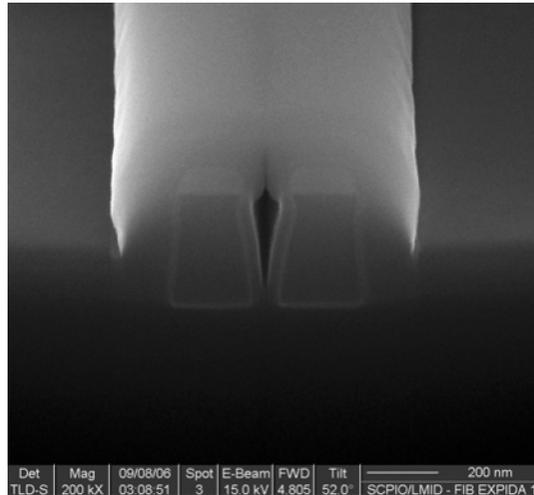


Figura 2.22: Imagen SEM de una guía ranurada con Si-nc/SiO₂ en él se observa una burbuja de aire dentro de la ranura debido al proceso de deposición.

5.1. Optimización basada en la maximización de los efectos no lineales.

En este caso, la polarización en la que se produce el elevado confinamiento de campo óptico es en la TM. En la Figura 2.23 se puede observar la estructura bajo estudio. En este caso dos guías de alto índice (Si) se sitúan encima y debajo de la ranura de SiO₂ que podemos rellenar de nanocristales de silicio. Para la optimización, la guía ranurada está situada sobre una oblea de sílice y por encima no se deposita ningún material, por lo que el medio que hay alrededor es aire. En el diseño final se ha recubierto con SiO₂ con lo que se protege la estructura y al mismo tiempo se hace simétrica, aunque los resultados aquí presentados siguen siendo válidos.

Los parámetros a diseñar son muy similares a los de la guía ranurada vertical. Son w que es la anchura de la guía, h el espesor de las guías de silicio

adyacentes y w_s el espesor de la ranura. Al igual que en el caso anterior, para maximizar el confinamiento del campo tenemos que minimizar el área efectiva que es lo que se va a intentar obtener de nuevo.

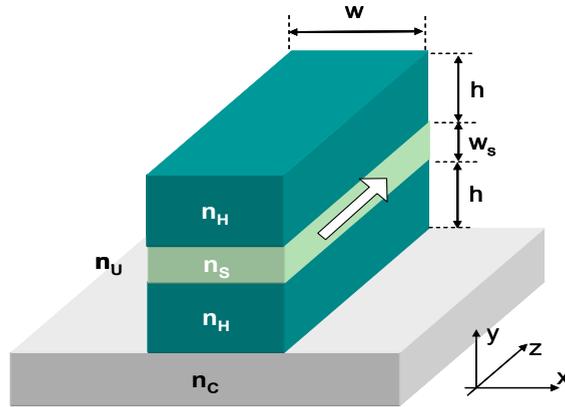


Figura 2.23: Esquema de la guía ranurada horizontal.

En la Figura 2.24 se puede observar el índice efectivo y área efectiva en función de la anchura de la guía (w) para diferentes espesores de las guías de silicio adyacentes (h) para (a) $w_s=100\text{nm}$ y (b) $w_s=150\text{nm}$. Primero cabe destacar que el área efectiva es menor cuanto menor es la ranura para cualquier combinación de valores de anchura de la guía y espesor de las guías adyacentes, como ya veíamos en la otra configuración.

Sin embargo, el principal resultado que podemos observar es que existe un valor óptimo de la anchura de la guía para conseguir minimizar el área efectiva. Este valor es de $w=300\text{nm}$ para una espesor $h=200\text{nm}$ y un valor sobre $w=350\text{--}400\text{nm}$ para un espesor $h=300\text{nm}$ para los dos tamaños de ranura considerados. A partir de los valores de índice efectivo no se puede llegar a este mismo resultado pero se puede observar que éste aumenta cuando aumentamos la anchura de la guía. Esto significa que el modo está más confinado en las guías superior e inferior de alto índice.

A partir de los resultados anteriores hemos obtenido que para optimizar el área efectiva hay que disminuir el tamaño de la ranura, resultado que se va a confirmar en las siguientes simulaciones. En la Figura 2.25 se muestra el índice efectivo y área efectiva en función del espesor de las guías de silicio (w) para distintos valores de espesor de la ranura (w_s) y una anchura de la guía de $w=350\text{nm}$. En este caso se vuelve a observar que al reducir el espesor de la ranura disminuye el área efectiva y además el valor óptimo del espesor de las guías de silicio es de $h=200\text{nm}$. Debido a la asimetría de la estructura, hay un mayor confinamiento en la zona inferior de la ranura ya que el índice de la sílice que hay

debajo es mayor que el del aire. Además, se ha observado que el espesor de estas guías debe ser superior a 100nm para que no se produzca un acoplo evanescente a la capa de silicio que hay por debajo de la sílice. Por otra parte, si las guías de silicio son muy grandes la cantidad de campo en ellas aumenta disminuyendo el área efectiva y aumenta el índice efectivo.

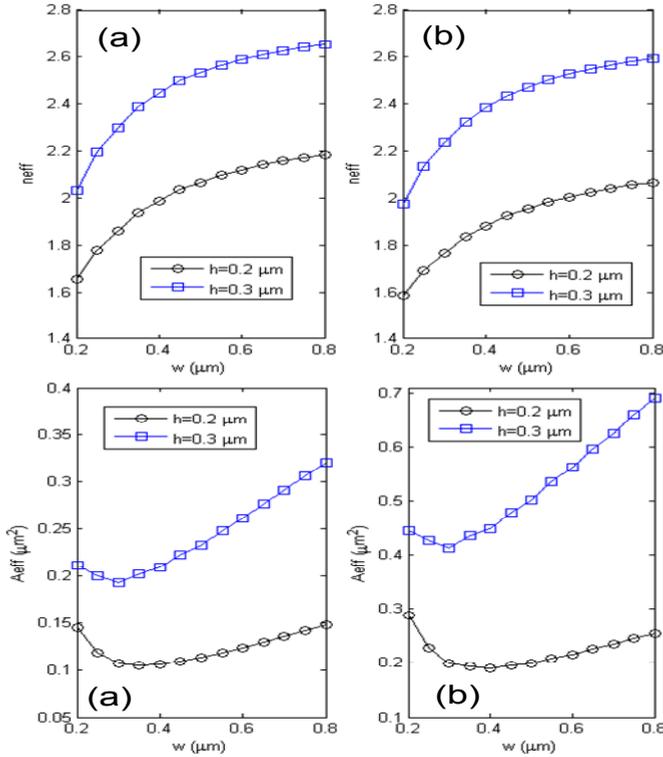


Figura 2.24: Índice efectivo y área efectiva en función de la anchura de la guía (w) para diferentes espesores de las guías de silicio adyacentes (h) para (a) $w_s=100nm$ y (b) $w_s=150nm$.

En la Figura 2.26 se muestra el perfil modal para (a) $h=150nm$ y (b) $h=340nm$, que se corresponden con los resultados de la Figura 2.25 con $w_s=150nm$. Se puede observar que el campo es mucho mayor en la capa de sílice inferior que en el aire que hay por encima y al mismo tiempo se observa que el campo es mayor en la guía de silicio inferior que en la superior.

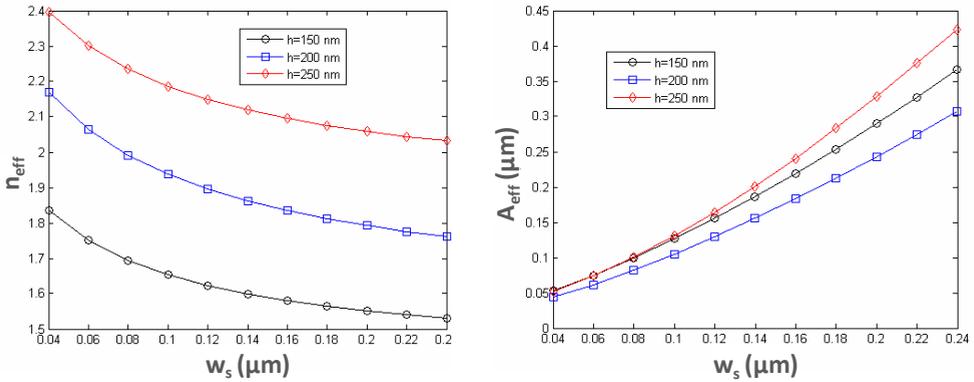


Figura 2.25: Índice efectivo y área efectiva en función del espesor de las guías de silicio (h) para diferentes espesores de la ranura (w_s) para $w=350\text{nm}$.

Por último, también se ha estudiado la influencia del espesor de la ranura. La Figura 2.27 muestra el índice efectivo y el área efectiva en función del espesor de la ranura para distintos espesores de la guía de silicio con una anchura de $w=350\text{nm}$. A raíz de estas simulaciones se confirma que el área efectiva disminuye conforme disminuye el espesor de la ranura, además se puede ver que la menor área efectiva se consigue para un espesor de las guías adyacentes de $h=200\text{nm}$. Sin embargo, la diferencia del área efectiva entre los distintos espesores se hace menor conforme la ranura se hace más pequeña.

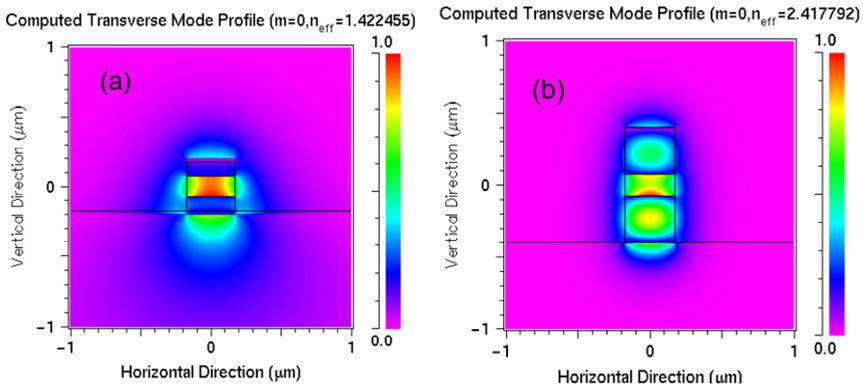


Figura 2.26: Perfil modal para (a) $h=150\text{nm}$, $w_s=150\text{nm}$, $w=350\text{nm}$ y (b) $h=340\text{nm}$, $w_s=150\text{nm}$, $w=350\text{nm}$.

Finalmente, destacar que el mínimo valor del índice efectivo no se produce para un espesor $h=200\text{nm}$ sino cuando las guías de silicio son más estrechas. Eso se debe a que cuando las guías son más estrechas, el campo fuera de la ranura es mayor y el campo en el aire superior y la sílice inferior también es mayor, lo que hace que disminuya el índice efectivo.

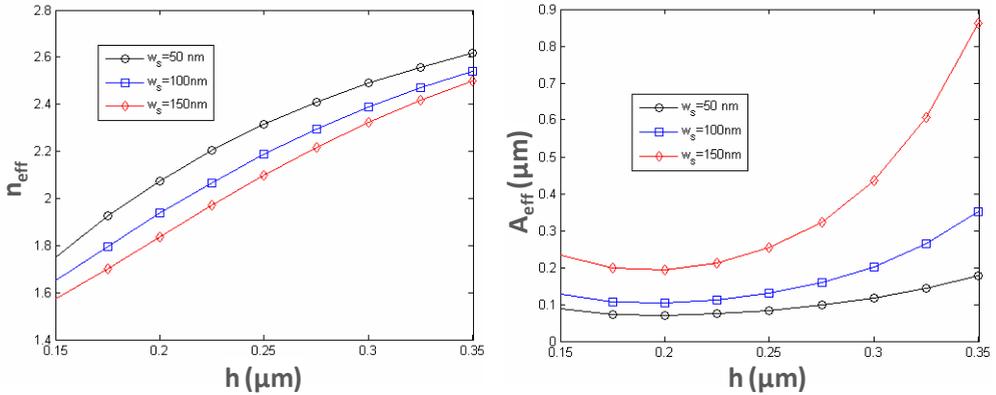


Figura 2.27: Índice efectivo y área efectiva en función del espesor de la ranura (w_s) para diferentes espesores de las guías adyacentes (h) para $w=350\text{nm}$.

5.2. Optimización basada en mínimas pérdidas.

La principal contribución a las pérdidas de propagación se deben a la rugosidad de las paredes y de posible rugosidad en la interfase entre las tres capas que forman la guía ranurada. Los modelos numéricos para estimar las pérdidas por propagación no son válidos ya que están desarrollados para guías convencionales. Además, para esta configuración las simulaciones son más complejas y es necesario que sean tridimensionales y éstas son inviables al necesitar una longitud suficientemente grande.

Lo que se puede hacer es una aproximación tomando las pérdidas de propagación de una guía de silicio convencional con las mismas dimensiones que las guías de silicio superior e inferior. Unas pérdidas de propagación menores a 1dB/cm se han estimado para la polarización TM. Además, unas pérdidas casi despreciables se derivan de un análisis 3D en [Bar05] para guías con contraste de índice medio con un tamaño similar al de la ranura. Por lo tanto, tomado los anteriores resultados y teniendo en cuenta que el campo está mayoritariamente confinado en la ranura, podemos esperar que pérdidas de propagación menores de 10dB/cm se puedan conseguir fácilmente. Las menores pérdidas también se deben a que como el campo se confina en los interfasas entre las distintas capas, al hacerlo éste mediante deposición y no un ataque la rugosidad en las mismas es muy pequeña.

5.3. Diseño final.

Los parámetros óptimos para la guía ranurada horizontal se han diseñado basándonos en la maximización de los efectos no lineales y en la minimización de las pérdidas de propagación. También tenemos en cuenta las limitaciones de fabricación que en este caso son menos restrictivas en el espesor de la ranura, ya que no se hace con ataque sino mediante deposición, que se puede controlar mucho mejor. En la siguiente tabla se resumen los valores de los distintos parámetros de la guía ranurada:

TABLA 2.4: DIMENSIONES FINALES DE LA GUÍA RANURADA HORIZONTAL

w_s	h	w	A_{eff}
50 nm	200 nm	500 nm	$\sim 0.057 \mu\text{m}^2$

Como se ha mencionado anteriormente, al disminuir el espesor de la ranura (w_s) menor es el área efectiva. Sin embargo, si se hace muy pequeño tenemos menos material no lineal sobre el que afectan las no linealidades y por tanto la variación del índice efectivo es menor. Por tanto, se ha llegado a la conclusión de que el valor óptimo está cercano a los 50nm. También es importante destacar que si el tamaño es muy pequeño puede dificultar mucho el acoplo a un medio externo, ya que en este caso no se puede hacer el resto del dispositivo mediante guías convencionales. El espesor de las guías de silicio debe ser siempre superior a 150nm para evitar que se produzca acoplo evanescente con la capa de silicio y el valor óptimo es de 200nm. Por último, mencionar que el valor óptimo de la anchura de la guía debe ser alrededor de 350nm, aunque para mejorar el acoplo a una fibra externa y por motivos de fabricación se ha diseñado con una anchura de 500nm.

5.4. Robustez frente a tolerancias de fabricación.

5.4.1. Influencia del material de Si-nc/SiO₂

La siguiente figura muestra el índice efectivo y el área efectiva en función del índice de refracción del material Si-nc/SiO₂ para dos grosores diferentes de la ranura y teniendo en cuenta que los valores óptimos del grosor de las guías de silicio es $h=200$ nm y el ancho de la guía ranurada es $w=350$ nm. Podemos observar que el índice efectivo aumenta con ambos valores de w_s , mientras que el área efectiva disminuye cuanto más gruesa es la guía ranurada ($w_s =150$ nm) y aumenta cuanto más fina es la guía ranurada ($w_s =100$ nm). El área efectiva cambia un 9% para $w_s =100$ nm y un 10% para $w_s =150$ nm cuando el índice de

refracción en la ranura se modifica de 1.46 a 1.78. La mínima área efectiva se obtuvo con $h=200$ nm, $w=350$ nm y con una ranura muy delgada.

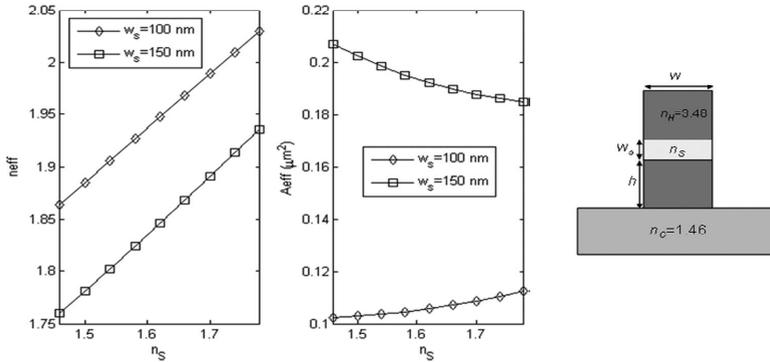


Figura 2.28: Índice efectivo y área efectiva en función del índice de refracción del material para diferentes grosores de la ranura. El grosor de las guías de silicio es $h=200$ nm y la anchura de la guía ranurada es $w=350$ nm.

5.4.2. Influencia del ángulo de las paredes

En este apartado se va a analizar la degradación del área efectiva cuando las paredes de la guía ranurada no son perfectamente verticales. La fabricación típica de esta configuración debería llevarse a cabo por deposición de silicio y de las capas de Si-nc/SiO₂ una detrás de la otra, y atacando la estructura.

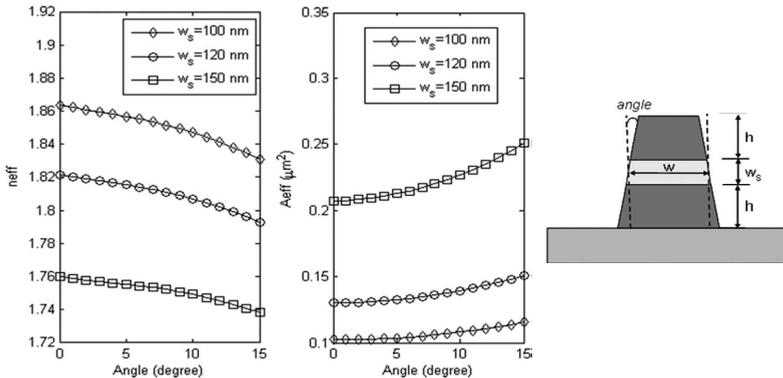


Figura 2.29: Área efectiva en función del ángulo de las paredes para diferentes anchos de la guía ranurada. El ancho de las dos guías de silicio adyacentes es $w=210$ nm y el grosor es $h=200$ nm.

La Figura 2.29 muestra el área efectiva en función del ángulo de las paredes para diferentes grosores de la ranura. El grosor de las guías de silicio es $h=200$ nm y la anchura de la guía ranurada es $w=210$ nm. Se puede observar que el área

efectiva aumenta cuando el ángulo de las paredes es más alto. El incremento del área efectiva es más acentuado cuando la ranura es más gruesa. Sin embargo, la influencia del ángulo de las paredes sobre el confinamiento del campo es más pequeña. El área efectiva para $w_s=100\text{nm}$ aumenta sólo de 0.102 a 0.116 μm^2 , mientras que para $w_s=150\text{ nm}$ aumenta de 0.206 a 0.251 μm^2 cuando la pared está inclinada 15° con respecto al caso vertical. El índice efectivo también disminuye ligeramente cuando el ángulo aumenta.

5.4.3. Influencia de la anchura de la guía w .

Tras la fabricación de las primeras muestras se hizo una medida exhaustiva de las dimensiones de las guías para ver las desviaciones que se producían respecto al valor diseñado. En la siguiente tabla se ha representado el valor de la anchura de la guía de distintas muestras. Se han caracterizado nueve muestras, procedentes de obleas distintas. Tras medir todas las muestras de cada una de las obleas se han obtenido los valores máximos y mínimos, obteniendo a partir de estos la media de la medida.

TABLA 2.5: DIMENSIONES MÁXIMAS, MÍNIMAS Y MEDIAS DE LA ANCHURA DE LAS GUÍAS FABRICADAS

w (nm)	P01	P02	P03	P04	P05	P06	P07	P08	P09
Máximo	541,3	532,1	544,0	534,0	524,8	524,3	524,1	526,1	527,1
Mínimo	511,9	506,3	524,2	499,0	502,7	500,9	502,0	504,0	506,1
Media	519,1	514,4	536,4	509,5	510,5	510,1	512,4	512,4	512,2

A partir de la tabla se puede ver que la anchura de la guía varía desde 499nm hasta los 541nm. Tomando estos datos se ha estudiado cómo puede afectar a la respuesta de la puerta lógica.

El ancho de la guía de onda es w . Los grosores de las tiras de silicio son h_1 (inferior) y h_2 (superior). El espesor de la ranura, que contiene SiO_2 con un porcentaje de exceso de silicio $x\%$, es w_s . Se asume que la guía está rodeada de SiO_2 . Se han realizado distintas simulaciones para obtener las propiedades de los modos guiados para diferentes casos, observando que el funcionamiento de los dispositivos cambia dependiendo de las dimensiones de las estructuras fabricadas. Los cálculos se han realizado en un rango comprendido entre 1500 y 1600 nm. El índice del material de la ranura se calcula mediante la expresión $n_{\text{slot}}=x*n_{\text{Si}}+(1-x)*n_{\text{SiO}_2}$. A partir de los índices de refracción se calcula, empleando la expresión de Sellmeier [Sell71] el índice de refracción del material de la ranura, con el fin de obtener la dispersión del material.

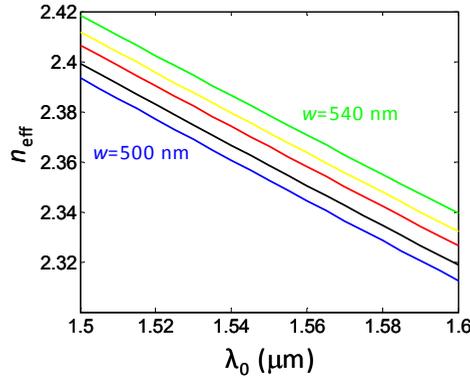


Figura 2.30: n_{eff} en función de la longitud de onda para $w=500, 510, 520, 530$ y 540 nm.

En principio, de las medidas realizadas, el grosor de la guía de onda se varía entre 500 nm y 540 nm. Los otros parámetros de la guía: $h_1=220$ nm, $w_s=50$ nm y $h_2=225$ nm. Se asume un exceso de silicio de 8% ($\chi=0.08$). En la Figura 2.30 se muestra el índice efectivo, n_{eff} , del modo guiado TM fundamental en función de la longitud de onda variando los valores de w de 500 a 540 nm en pasos de 10 nm. Como era de esperar, el n_{eff} crece con w ya que el modo se propaga más por el silicio. **El aumento del n_{eff} es 0.006263 por nm.**

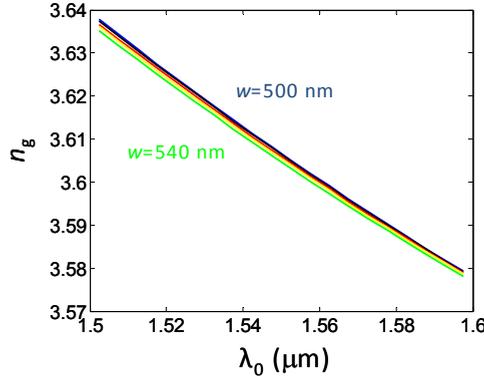


Figura 2.31: n_g en función de la longitud de onda para $w=500, 510, 520, 530$ y 540 nm.

El índice de grupo n_g se puede calcular mediante la siguiente expresión (3.1):

$$n_g = n_{eff} - \lambda \frac{dn_{eff}}{d\lambda} \quad (2.13)$$

La Figura 2.31 muestra el índice de grupo en función de la longitud de onda para diferentes valores de w . Se puede observar que la variación del n_g no es tan grande como el de n_{eff} . Además la dispersión cromática D (o dispersión de la velocidad de grupo, GVD) será la misma para todos los valores de w . El parámetro GVD se puede obtener empleando la siguiente expresión (3.2):

$$D = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{eff}}{d\lambda^2} \quad (2.14)$$

Esto se muestra en la Figura 2.32, en la cual se representa la dispersión en función de la longitud de onda. El zoom de la Figura 2.32 muestra el valor de D a 1550 nm para los diferentes valores de w . Las mínimas diferencias se observan, con valores de más o menos de **-2000 ps/(nm·km)** a 1.55 μm , alrededor de dos órdenes de magnitud mayores que la dispersión de la fibra y con signo negativo. **Los efectos de la dispersión se pueden considerar insignificantes** sin importar el ancho de la guía ranurada, ya que las distancias totales de los dispositivos que se pretende diseñar en PHOLOGIC son del orden de cm como máximo.

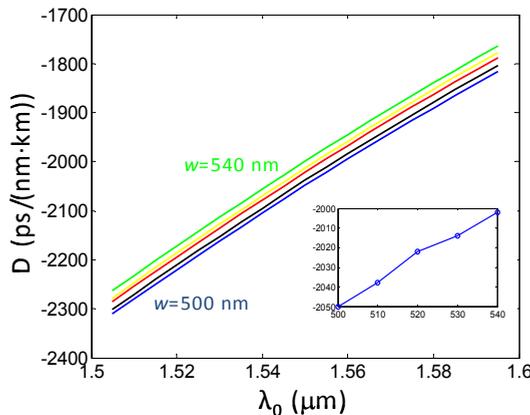


Figura 2.32: D en función de la longitud de onda para $w=500, 510, 520, 530$ y 540 nm. En el recuadro D a $\lambda=1550\text{nm}$ para distintas anchuras w .

5.4.4. Influencia de la variación del espesor de la ranura.

En este apartado se estudia cómo afecta la variación del grosor de la ranura, w_s , en las propiedades del modo guiado. La Figura 2.33 muestra el n_{eff} en función de la longitud de onda para tres valores diferentes de w_s : 40, 50 y 60 nm. En este caso, se considera $w=520$ nm. Se puede observar que la variación es bastante pronunciada, similar en términos de desfase de longitud de onda en función de la variación en nanómetros de los resultados mostrados en la Figura 2.30.

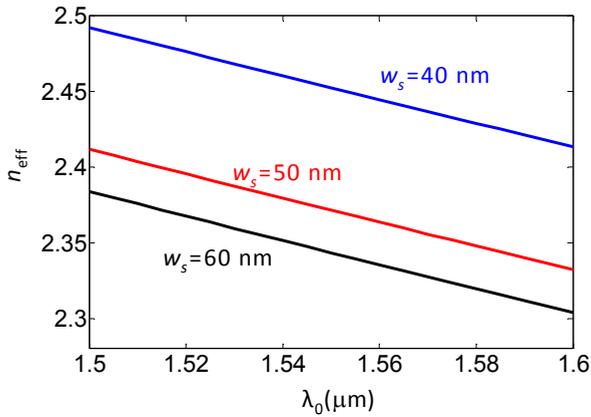


Figura 2.33: n_{eff} en función de la longitud de onda para $w_s=40, 50$ y 60 nm.

5.4.5. Influencia de la variación del espesor de la capa de Silicio.

Por último, se estudia la influencia de la variación de la capa superior de silicio h_2 en las propiedades de modo guiado. La Figura 2.34 muestra el n_{eff} en función de la longitud de onda para tres valores diferentes de h_2 : 205, 225 y 245 nm. En este caso, se considera $w=520$ nm. Se puede observar que la variación es bastante pronunciada, similar a los resultados mostrados en las figuras 3.20 y 3.27. En este caso, n_{eff} crece con h_2 y el aumento de n_{eff} es 0.0025 por nm.

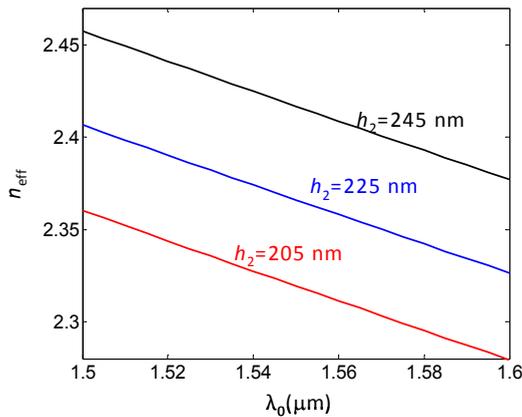


Figura 2.34: n_{eff} en función de la longitud de onda para $h_2=205, 225$ y 245 nm.

6.- Caracterización de la guía ranurada.

En este apartado se van a mostrar las pérdidas de propagación obtenidas de la caracterización de las guías ranuradas fabricadas por CEA-LETI cuyo proceso de fabricación se puede ver en el Anexo C. Primero se analizarán los métodos experimentales de medida de pérdidas de propagación para después mostrar los resultados obtenidos para los distintos tipos de guías según su proceso de fabricación.

6.1. Métodos experimentales de medida de pérdidas de propagación.

Para estimar experimentalmente las pérdidas de propagación de las guías se suelen utilizar dos métodos distintos. La constante de pérdidas de propagación de una guía, α_g , se expresa normalmente en *dB* por unidad de longitud. Una primera aproximación que se nos ocurre para la estimación de la misma es disponer de guías de distinta longitud de las cuales se mida su potencia de salida, y representando dicho valor en función de la longitud de las guías, se obtenga de alguna manera el valor de α_g , expresado en dicha magnitud. En este hecho se basa el primero de los métodos que a continuación se explicará, el conocido **método “Cut-back”**, y es el que se va a emplear. El segundo método se basa en el estudio de las reflexiones que se producen en los interfases entre las distintas partes del montaje: fibra-guía, guía-fibra.

6.1.1. Método “Cut-back”.

Consideremos dos guías de longitudes distintas, L_1 y L_2 respectivamente. Las ecuaciones (2.15) y (2.16) relacionan las potencias de entrada y salida de la guía con las pérdidas de propagación y de acoplo para una misma potencia de entrada $P(z=0)$.

$$P(z = L_1) = P_{out1} = P(z = 0) \cdot e^{-\alpha_g \cdot L_1} \cdot e^{-(l_{Cin} + l_{Cout})} \quad (2.15)$$

$$P(z = L_2) = P_{out2} = P(z = 0) \cdot e^{-\alpha_g \cdot L_2} \cdot e^{-(l_{Cin} + l_{Cout})} \quad (2.16)$$

donde suponemos que las pérdidas de acoplo a la entrada y la salida de la guía, l_{Cin} y l_{Cout} respectivamente, son las mismas para ambos casos independientemente de la longitud de la guía.

Dividiendo (2.15) entre (2.17), ambas ecuaciones pueden ser expresadas mediante una única ecuación independiente de la potencia de entrada, $P(z=0)$, de la forma:

$$\frac{P_{out1}}{P_{out2}} = e^{-\alpha_g(L_1-L_2)} \quad (2.18)$$

de donde podemos despejar fácilmente la constante de pérdidas de propagación de la guía, α_g , según la expresión [Ree04b]:

$$\alpha_g = \left(\frac{1}{L_1 - L_2} \right) \ln \left(\frac{P_{out2}}{P_{out1}} \right) \quad (2.19)$$

Dicho resultado puede ser ampliado a un número mayor de guías de distinta longitud $L_1 > L_2 > L_3 > L_4 > \dots > L_n$ para tener una estimación más exacta de α_g . Si hacemos esto y despejamos, obtenemos la ecuación de una recta en la que la pendiente es la constante de pérdidas de propagación α_g .

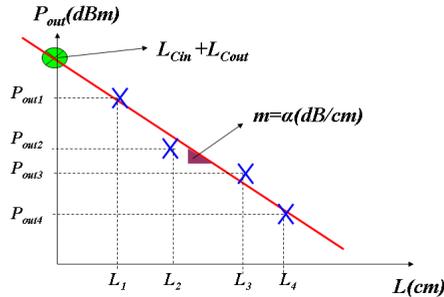


Figura 2.35: Ejemplo de estimación de la constante de pérdidas de una guía con el método Cut-back para el caso de cuatro guías de distinta longitud. El corte con el eje $L=0$ proporciona también una estimación de las pérdidas de acoplo.

Representando, por tanto, la potencia de salida en función de la longitud de las n guías, e interpolando la recta que pasa por dichos puntos, la pendiente de la misma representa el valor de la estimación de las pérdidas de propagación de la guía, tal como muestra la Figura 2.35 para el caso de $n=4$ guías de diferente longitud. Además, un corte con el eje $L=0$ de la recta de interpolación nos daría una aproximación de las pérdidas de acoplo de entrada y salida de la guía.

6.2. Medidas experimentales.

Aunque en el capítulo 3 se explicarán más a fondo los métodos de acoplo al chip, sólo comentar que en este caso tan sólo se ha utilizado, como estructura de acoplo al mismo, una guía de entrada más ancha ($3\mu\text{m}$) para que como se verá el acoplo sea algo más eficiente.

En este apartado se muestran los resultados de las pérdidas de las guías ranuradas fabricadas, tanto en su configuración vertical como horizontal. En la

Tabla 2.6 se muestra a modo de resumen el tipo de las muestras medidas y sus principales características:

TABLA 2.6: MUESTRAS CARACTERIZADAS

Nombre de la muestra	Descripción	Tipo de deposición / Anchura ranura
L545P-P01	Ranura Horizontal	PECVD/69nm
L545P-P02		PECVD/126nm
L545P-P03		LPCVD/50nm
L545P-P04		LPCVD/100nm
L996P-P01	Ranura Vertical	LPCVD/120nm
J874	Ranura Vertical	LPCVD/90nm

El proceso de fabricación para los distintos chips fabricados se puede ver detalladamente en el Anexo C.

6.2.1. Montaje de caracterización.

Para la caracterización de las muestras antes indicadas, se ha utilizado el montaje de la Figura 2.36. El método de acoplo utilizado es *end-fire*, es decir, se emplea una *lensed fiber* (una fibra acabada en lente) para focalizar el haz de la fibra sobre el chip. En las muestras que se han medido la única estructura de acoplo que se ha usado es un taper lineal, en el que a la entrada/salida tenemos una guía de 3 μ m de ancho para pasar a 500nm en el dispositivo a medir. En el Anexo D se explica más a fondo el montaje utilizado y su funcionamiento.

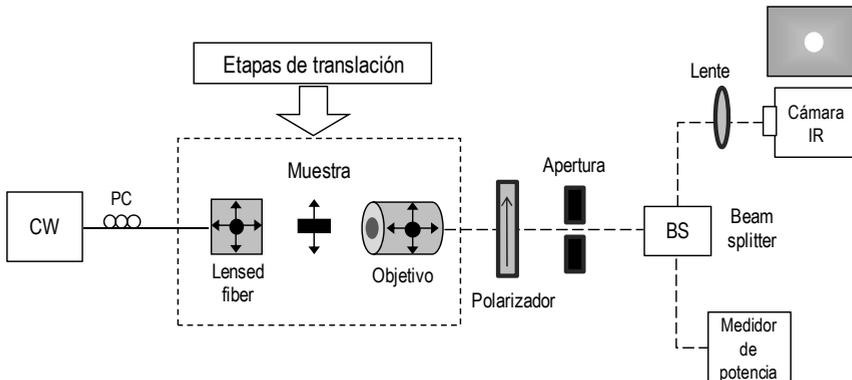


Figura 2.36: Montaje utilizado para medir las pérdidas de propagación usando técnicas de acoplo *end-fire*.

6.2.2. Guía ranurada vertical.

Estas muestras se han estudiado principalmente para la polarización TE ya que como se comentaba en el apartado 2.3.1 sólo para esta polarización el campo se maximiza en la ranura, que es lo que no interesa obtener de cara a enfatizar los efectos no lineales.

6.2.2.1. Muestra L996P-P01

La primera guía caracterizada es una guía ranurada en la configuración vertical fabricada sobre una oblea SOI de 400nm de Si sobre 1 μ m de SiO₂, con una anchura total (guías de Si más la ranura de SiO_x) de 500nm a la que se le han aplicado los siguientes pasos de fabricación:

- Oxidación del Si hasta obtener una capa de 300nm. Este proceso produce 100nm de SiO₂ sobre el Si que sirve de máscara para el ataque.
- Litografía mediante Ultravioleta Profundo (Deep-UV).
- Ataque de la máscara.
- Eliminación de la resina.
- Ataque del Silicio.
- Deposición de SiO_x mediante LPCVD.
- Cocido del SiO_x a 1000°C.

Estas guías tienen tanto a la entrada como a la salida guías SOI estándar para el acoplo de la luz y en la zona central se sitúan las guías ranuradas con distintas longitudes para aplicar el método cut-back. Tan sólo ha sido posible observar el haz de luz a la salida hasta una longitud de 2mm (inyectando 10mW). A partir de las medidas obtenidas con unas longitudes de 1mm y 2 mm se han estimado las pérdidas de propagación sobre unos 30 dB/cm. Estas pérdidas son muy elevadas y se deben mayoritariamente a la burbuja que se forma en la ranura al depositar el SiO_x como se ha comentado anteriormente.

6.2.2.2. Muestra J874

Tras las elevadas pérdidas de propagación obtenidas al depositar el SiO_x en la ranura de la guía debido a la estrechez de ésta, se siguió trabajando en esta configuración y se decidió probar a hacer el proceso inverso, es decir, hacer dos guías sobre una capa de SiO_x depositada previamente e introducir ahí el Si. Al ser el proceso contrario se le denominó guía ranurada inversa. El proceso de fabricación se explica de forma más detallada en el Anexo C.

Se han medido distintas muestras fabricadas de este modo de las que se pueden ver en la Figura 2.37, en las que se muestra que la ranura tiene una anchura de 90nm.

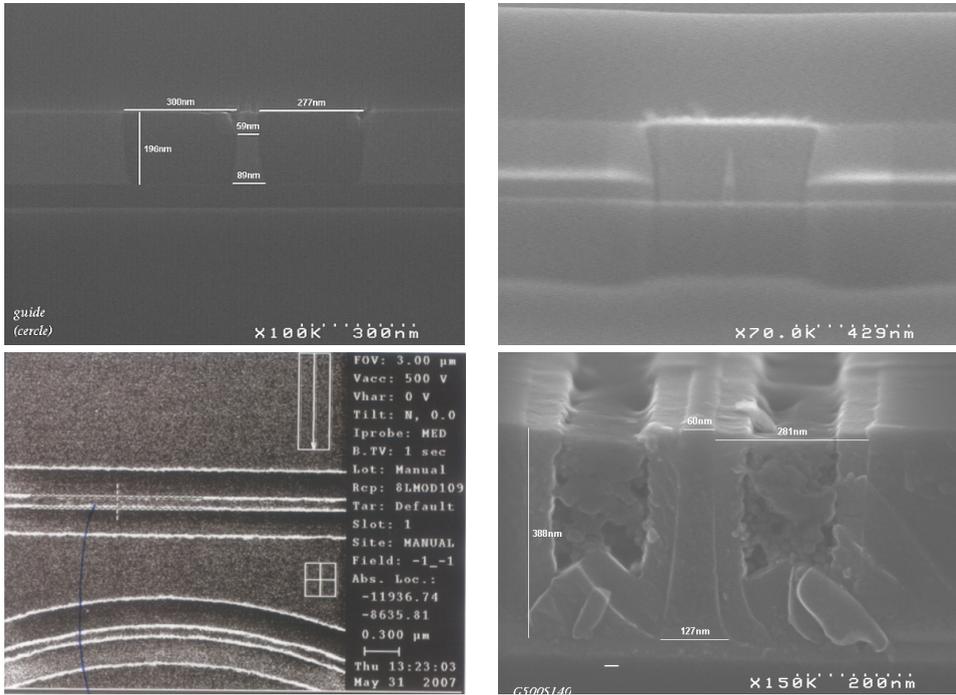


Figura 2.37: Imágenes SEM de la guía ranurada invertida.

Los resultados obtenidos al caracterizar estas muestras tampoco han sido satisfactorios debido a que incluso el guiado no se ha conseguido al no confinarse la luz completamente por el núcleo. Debido a estos problemas, en muchas de las guías ha sido complicado el alineamiento e incluso en algunas ha sido imposible ya que gran parte de la potencia se colaba por la capa de SiO₂ que rodea a la guía, que como se puede ver en las siguientes imágenes de la Figura 2.38. Este efecto se debe a que el índice de refracción del material depositado es ligeramente superior al sustrato y por lo tanto, al no producirse un buen guiado, la luz viaja por esta capa y no se escapa al sustrato.

Debido a que la luz se va por la capa de SiO₂, se ha observado el acoplo de luz guías adyacentes. También se puede ver cómo parte de la luz se escapa al sustrato como se puede ver en la Figura 2.38 en la que se ve un pequeño haz en el sustrato, justo por encima (en realidad es debajo, porque la lente le da la vuelta a la imagen) del haz que corresponde a la guía. Además, en los espectros se ha observado un gran rizado como se ve en la Figura 2.39 que no se puede achacar a

resonancias Fabry-Perot. Se ha observado que estas guías no guían bien la luz y por lo tanto no se pueden utilizar para la fabricación de dispositivos fotónicos.

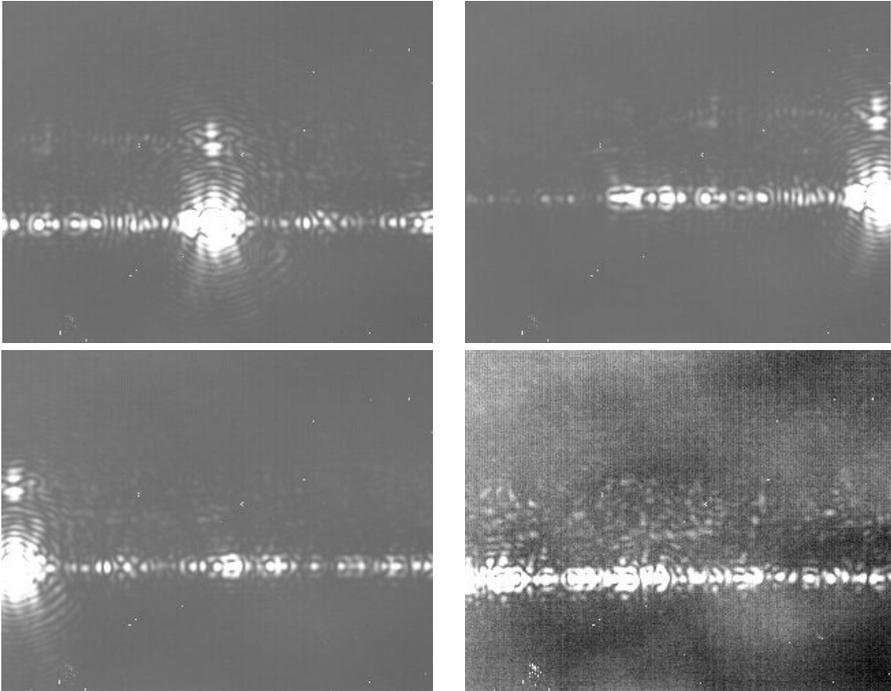


Figura 2.38: haces de luz a la salida de la guía de referencia de la muestra N874-P11 donde se ve que la luz no se confina bien en la guía.

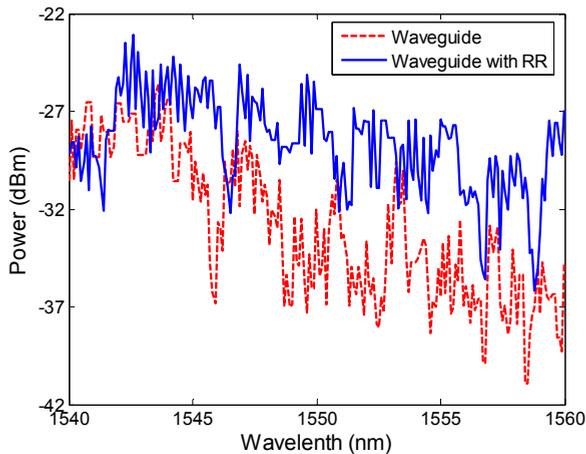


Figura 2.39: Espectro de una guía y una guía acoplada a un anillo resonante de la muestra P874-P11.

6.2.3. Guía ranurada horizontal.

Estas muestras se han estudiado principalmente para la polarización TM ya que como se comentaba en el apartado 3.1, al tener la discontinuidad de índices en el eje horizontal sólo se maximiza el campo en la ranura para esta polarización, que es lo que interesa obtener de cara a enfatizar los efectos no lineales.

6.2.3.1. Muestra L545P

Éstas fueron las primeras muestras con la ranura horizontal. Lo primero que se hizo es, mediante la observación del haz de luz a la salida de la muestra, ver si la guía era monomodo o tenía modos de orden superior. Esto se puede apreciar por la distribución del modo, ya que si es monomodo como ocurre en este caso el haz no tiene ningún nulo.

TABLA 2.7: PÉRDIDAS DE PROPAGACIÓN MEDIDAS

Anchura (μm)	Muestra	Pérdidas de propagación (dB/cm)
0.3	P01	10 ± 2
	P02	13 ± 3
	P03	---
	P04	14 ± 4
0.5	P01	5 ± 1
	P02	7 ± 1
	P03	5.5 ± 1
	P04	4 ± 1
0.8	P01	1.7 ± 1
	P02	2 ± 1
	P03	4 ± 1
	P04	3 ± 1
1.0	P01	1.1 ± 0.5
	P02	1 ± 0.5
	P03	---
	P04	2 ± 0.5

Una vez realizado esto se han medido las pérdidas de propagación utilizando el método cut-back con 5 longitudes distintas de la guía ranurada. En esta muestra había distintas anchuras de la guía para ver el comportamiento de las pérdidas. En la siguiente tabla se muestran los resultados.

Además, se han estimado las pérdidas de acoplo entorno a los 30 dB debido posiblemente a las imperfecciones de las caras de la muestra y principalmente por la diferencia de dimensiones entre el modo de la fibra y el de la guía ranurada.

Respecto a las pérdidas de propagación se puede observar que conforme se aumenta la anchura de la guía se disminuyen las pérdidas. Eso se debe a que el modo está más confinado en el centro de la guía y las rugosidades de las paredes afectan menos. Otro punto interesante es que las pérdidas son independientes del método de deposición empleado y de la anchura de la ranura yendo desde los 13-14 dB/cm para una anchura de 0.3 μ m hasta menos de 2 dB/cm para anchuras de 1 μ m. De todos modos, para anchuras superiores a 0.5 μ m, las pérdidas de propagación entorno a los 5 dB/cm son suficientemente bajas para los diseños previstos.

7.- Conclusiones

Se ha elegido la guía ranurada para la implementación del conmutador y la puerta lógica XOR todo ópticos debido a las especiales características de esta guía que produce una gran concentración del campo óptico en la ranura aumentando las propiedades no lineales del material de su interior.

Tras unos primeros estudios se ha elegido la configuración horizontal de la guía ranurada debido a que presenta menos pérdidas de propagación y permite que la anchura de la ranura sea menor, disminuyendo el área efectiva y por tanto la enfatización de las propiedades no lineales, debido al distinto proceso de fabricación de la guía.

Los distintos parámetros de la guía ranurada horizontal (Figura 2.23) se han optimizado para minimizar el área efectiva (Tabla 2.4) obteniendo un área efectiva mucho menor que en las guías de silicio convencionales. Además se ha comprobado que el diseño es robusto frente a tolerancias de fabricación y se ha estudiado la influencia que puede tener la variación de algún parámetro de la guía en la respuesta de la misma.

Tras el diseño de la guía a partir de simulaciones se han fabricado distintas muestras que se han caracterizado. Se han obtenido unas **pérdidas de propagación inferiores a los 10dB/cm** que según las simulaciones es suficiente para que los dispositivos que se diseñen funcionen debidamente.

Por tanto se ha cumplido la primera parte del diseño de la puerta lógica que es la optimización de la guía ranurada con la que se va a implementar el dispositivo. Se ha demostrado que las pérdidas de propagación son lo suficientemente bajas y el área efectiva se ha minimizado para mejorar las prestaciones de la puerta lógica y por tanto que la potencia necesaria para su funcionamiento sea razonable.

8.- Referencias del capítulo

- [Alm04] V.R. Almeida, Q. Xu, C.A. Barrios and M. Lipson, "*Guiding and confining light in void nanostructure*", Optics Letters Vol. 29, pp 1209-1211 (2004).
- [Alm04b] Vilson R. Almeida, Q. Xu, R.R. Panepucci, C.A. Barrios and Michal Lipson, "*Light Guiding in Low Index Materials using High-Index-Contrast Waveguides*", Materials Research Society Symposium Proceedings, vol. 797 (2004).
- [And06] P. A. Anderson, B.S. Schmidt and M. Lipson, "*High confinement in silicon slot-waveguides with sharp bends*", Optics Express, vol. 14, nº 20 (October 2006).
- [Bae05] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, C. Walker and A. Scherer, "*High-Q optical resonators in silicon-on-insulator-based slot waveguides*", Applied Physics Letters, vol. 86 (2005).
- [Bae05b] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, Guangxi Wang, R. Lawson, Y.Liao, P.A. Sullivan, L. Dalton, A.K.Y. Jen and A. Scherer, "*Optical modulation and detection in slotted Silicon waveguides*", Optics Express 2005 vol. 13 nº 14.
- [Bar04] C.A. Barrios, "*High-performance all-optical silicon microswitch*", Electronic Letters 8th vol. 40 nº 14 (July 2004).
- [Bar05] C.A. Barrios and M. Lipson "*Electrically driven silicon resonant light emitting device based on slot-waveguide*", Optics Express, vol. 13 (2005).
- [Bar07] C. A. Barrios, B. Sánchez, K. B. Gylfason, A. Griol, H. Sohlström, M. Holgado, and R. Casquel, "*Demonstration of slot-waveguide structures on silicon nitride / silicon oxide platform*" Opt. Express 15, 6846-6856 (2007).
- [Boa03] Wim Boagerts "*Nanophotonic waveguides and Photonic Crystals on Silicon-on- Insulator*", Universitet Gent, 2003-2004.

- [Cap06] J. Capmany, B. Ortega, "*Redes ópticas*" Ed SPUPV (2006).
- [Del07] F. Dell'Olio and V. M.N. Passaro, "*Optical sensing by optimized silicon slot waveguides*", Optics Express, vol. 15, nº 8 (April 2007).
- [Fen06] N.N. Feng, J. Michel and L.C. Kimerling, "*Optical Field Concentration in Low-Index Waveguides*", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 42, nº 9 (September 2006).
- [Fen07] N.N. Feng, R. Sun, J. Michel and L.C. Kimerling, "*Low-loss compact-size slotted waveguide polarization rotator and transformer*", Optics Letters, vol. 32, nº 15, August 2007.
- [Fos04] M.A. Foster, K.D. Moll, and A.L. Gaeta, "*Optimal waveguide dimensions for nonlinear interactions*", Opt. Express, vol. 12, no. 13, pp. 2880-2887 (2004).
- [Fuj06] T. Fujisawa and M. Koshihara, "*Polarization-independent optical directional coupler based on slot-waveguide*", Optical Society of America, vol. 31, nº 1 (January 2006).
- [Fuj06b] T. Fujisawa and M. Koshihara, "*All-optical logic gates based on nonlinear slot-waveguide couplers*," J. Opt. Soc. Am. B 23, 684-691 (2006)
- [Koo07] C. Koos, L. Jacome, C. Poulton, J. Leuthold and W. Freude., "*Nonlinear silicon-on-insulator waveguides for all-optical signal processing*", Optics Express, vol. 15, nº 15 (May 2007).
- [Lee01] K.K. Lee, D.R. Lim, L.C. Kimerling, J. Shin, F. Cerrina, "*Fabrication of ultralow-loss Si/SiO₂ waveguides by roughness reduction*", Opt. Lett., vol. 26, pp. 1888-1890 (2001).
- [Mar91] D. Marcuse, "*Theory of dielectric optical waveguides*" Academic Press, 2nd ed. (1991).
- [Mas02] G. Masini, L. Colace, G. Assanto, "*Si based optoelectronics for communications*" INFM RM-3, Materials Science and Engineering B89 (2002).
- [Mel05] A. Melloni, R. Costa, G. Cusmai, F. Morichetti, and M. Martinelli, "*Waveguide index contrast: implications for passive integrated optical components*," Proceedings of IEEE/LEOS Workshop Fibres and Optical

Passive Components, (2005).

- [Pra04] P. N. Prasad, *"Nanophotonics"*, Ed.: Wily Inter-Science. 2004.
- [Ree04] G. T. Reed, *"Device physics: The optical age of silicon"*, Nature, vol. 427, pp. 595-596 (2004).
- [Ree04b] G. T. Reed, A. P. Knights, *"Silicon Photonics, an introduction"*, John Wiley & Sons. Ltd (2004).
- [Rib07] F. Riboli, P. Bettotti and L. Pavesi, *"Band gap characterization and slow light effects in one dimensional photonic crystals based on silicon slot-waveguides"*, Optics Express, Vol 15, nº 19 (September 2007).
- [San07] Pablo Sanchis, Javier Blasco, Alejandro Martínez, and Javier Martí, *"Design of Silicon-Based Slot Waveguide Configurations for Optimum Nonlinear Performance"* J. Lightwave Technol. 25, 1298-1305 (2007)
- [Sell71] W, Sellmeier, *"Annalen der Physik und Chemie"* (1871).
- [Vil95] A. Villeneuve, J.S. Aitchison, B. Vogeleson, R. Tapella, J.U. Kang, C. Trevino, G.I. Stegeman, *"Waveguide design for minimum nonlinear effective area and switching energy in AlGaAs at half the bandgap"*, Electronics Letters, vol. 31, no. 7, p. 549-551, 1995.
- [Xia07] J. Xiao, X. Liu and X. Sun, *"Design of an ultracompact MMI wavelength demultiplexer in slot waveguide structures"*, Optics Express, vol. 15, nº 13 (June 2007).
- [Xu04] Q. Xu, V.R. Almeida, R.R. Panepucci and M. Lipson, *"Experimental demonstration of guiding and confining light in nanometer-size low-refractive-index material"*, Optics Letters, vol. 29, nº 14 (July 2004).
- [Yar99] A. Yariv, Y. Xu, R. K. Lee, A. Scherer, *"Coupled-resonator optical waveguide: a proposal and analysis"*, Opt. Lett., vol. 24, no. 11, pp. 711-713, 1999.

Capítulo 3

Acoplo a la guía ranurada

Uno de los aspectos clave en cualquier dispositivo nanofotónico es un acoplo eficiente al mundo exterior, es decir, a fibra óptica. Si no se supera este hándicap, por muy buenos que sean los dispositivos diseñados, no son útiles porque la eficiencia de los mismos disminuye drásticamente por un acoplo deficiente. Por lo tanto la minimización de las pérdidas de acoplo es fundamental para conseguir dispositivos de altas prestaciones y permitir así su ensamblaje y empaquetado necesarios para el desarrollo de componentes comerciales.

En el caso de la guía ranurada el problema se complica ya que al haber estudiado dos configuraciones de la misma, vertical y horizontal, debemos solucionar el problema para ambas. Para el caso de la guía ranurada vertical, que es la primera que estudiaremos, el problema se puede dividir en dos partes: una primera, en la que se intentará minimizar las pérdidas entre la guía ranurada y una guía de silicio estándar; y después el acoplo de esta guía hasta el exterior del chip que es la fibra óptica. Esto se hace así porque las guías monomodo de silicio son una tecnología más madura y los procesos están más optimizados, lo que implica unas menores pérdidas. Por eso, en la configuración de la guía ranurada vertical se va a utilizar la guía de silicio tradicional para el transporte de la luz

entre los distintos componentes del chip. Además, el acoplo entre la fibra óptica y éstas guías está muy estudiado.

Para el segundo caso, la guía ranurada horizontal se fabrica mediante una estructura multicapa, lo que complica la fabricación en un mismo chip de ambos tipos de guía. Es por esta razón que se ha optado por no utilizar guías de silicio estándar. En este caso lo que se pretende es minimizar las pérdidas de acoplo entre la fibra óptica y la guía ranurada horizontal.

1.- Acoplo en guías ranuradas verticales.

Como se ha mencionado anteriormente, para este tipo de configuración de la guía ranurada se va a dividir el proceso de acoplo en dos partes. Primero se estudiará el acoplo entre guías de silicio monomodo convencionales. Posteriormente se investigará el acoplo entre éstas y el mundo exterior, o sea, la fibra óptica.

1.1. Acoplo entre guías de silicio estándar y guías de ranurada vertical.

Debido a la reciente aparición de este tipo de guías, cuando se inició el estudio del acoplo no existía bibliografía en lo referente a acoplo a la guía ranurada, aunque posteriormente ha aparecido algún estudio [Fen07]. Se han estudiado diversas estructuras, sacadas a partir de técnicas de acoplo utilizados en guías convencionales, para compararlas y obtener la mejor basándonos en (I) eficiencia de acoplo, (II) ancho de banda y (III) facilidad y robustez frente a la fabricación.

Dentro del *consorcio* se han estudiado distintas estructuras de acoplo de distinta naturaleza: basadas en *tapers*, en acoplo evanescente o acoplo basado en MMIs.

La estructura que se propone en este trabajo está basada en *tapers* aunque con una configuración que difiere bastante a las propuestas en el consorcio. Primero se proponen dos estructuras basadas en *tapers* para, tras un estudio previo, pasar al estudio y optimización de la que presenta mejores prestaciones.

Para poder comparar los resultados también se ha estudiado el acoplo entre una guía de silicio estándar y nuestra guía ranurada directamente (*butt-coupling*) sin ninguna estructura de acoplo (Figura 3.1). En este caso la eficiencia que se consigue para polarización TE es algo superior al 90% que es un valor suficientemente elevado.

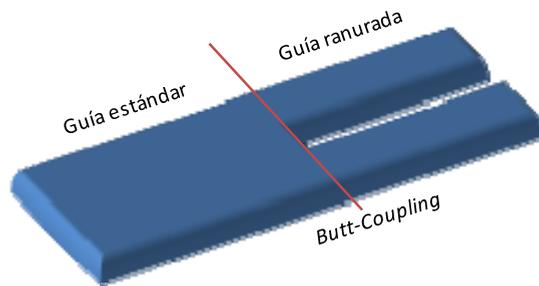


Figura 3.1: Acoplo directo (*butt-coupling*).

1.1.1. Tapers en la guía ranurada.

Se han estudiado varias estructuras de las que destacamos 2. En la primera, la guía de silicio acaba formando un *taper* pero sin acabar en punta por los problemas de fabricación. Al mismo tiempo, por los lados formando el mismo *taper* se colocan dos guías de silicio que luego formarán la guía ranurada como se puede ver en la Figura 3.2(a). Evolucionando esta primera estructura nace la segunda, en la que la guía de silicio de entrada se estrecha por uno de los lados y acaba formando una de las guías de la guía ranurada. A medida que se estrecha la primera guía aparece a la distancia de la ranura una segunda guía de silicio que acabará formando junto a la otra la guía ranurada, como se puede observar en la Figura 3.2(b).

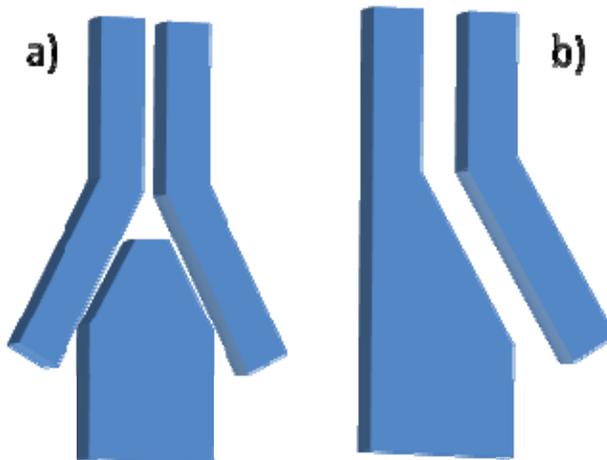


Figura 3.2: Tapers en la guía ranurada estudiados (a) coupler 1 y (b) coupler 2.

Para el estudio de las distintas estructuras se ha empleado el método de simulación de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) en 2D [Taf95]. En este caso, la primera estructura (aunque presenta una elevada eficiencia de acoplo (Figura 3.3)) éste está incluso por debajo de la que se obtiene para el caso de acoplo directo. Por lo tanto se descarta ya que no aporta sino problemas en la fabricación. Por otro lado, la segunda estructura presenta una elevada eficiencia de acoplo para una pequeña longitud del taper $\approx 3\mu\text{m}$ que es donde se satura en un valor superior al 98% (Figura 3.3). Además se puede observar que la segunda estructura es más regular y no presenta tantos altibajos como el primer acoplador.

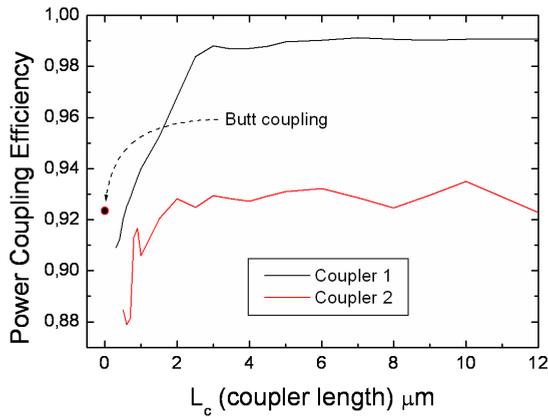


Figura 3.3: Eficiencia de acoplo para los dos acopladores con un índice efectivo en la ranura de 1.44 en función de la longitud del taper comparado con el valor de acoplo directo.

Con los resultados obtenidos tenemos que la segunda estructura analizada puede ser interesante, ya que es muy sencilla y no presenta dificultades para la fabricación al no presentar picos o estructuras complicadas. De esta manera se consigue un aumento importante de la eficiencia en un tamaño reducido.

Para esta segunda estructura hemos analizado su comportamiento al variar el índice del material que introducimos en la ranura. Los resultados se muestran en la Figura 3.4 y vemos que para todos los valores satura para un valor similar cercano a las $3\mu\text{m}$.

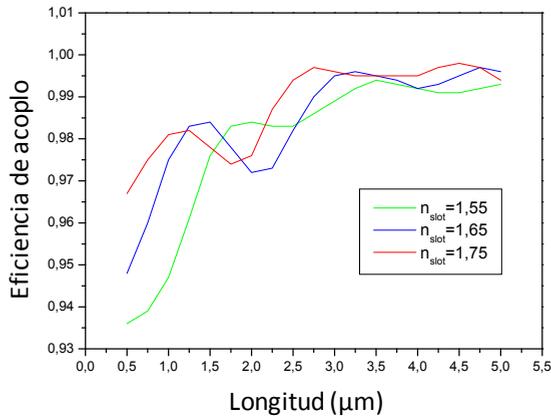


Figura 3.4: Eficiencia de acoplo obtenida mediante FDTD para el coupler 2 en función de la longitud del taper para tres valores diferentes de índice de refracción en la zona de la ranura.

1.1.2. Estudio y optimización de la estructura seleccionada.

Una vez seleccionado el acoplador a guía ranurada basado en tapers estudiada del apartado anterior se va a hacer un análisis más exhaustivo de la misma para ver sus ventajas y sus posibles limitaciones.

La geometría no presenta ningún pico ni partes complicadas de fabricar, como se puede ver en la Figura 3.5. Tan solo presenta la dificultad de fabricar una guía ranurada en la que uno de sus brazos se ensancha.

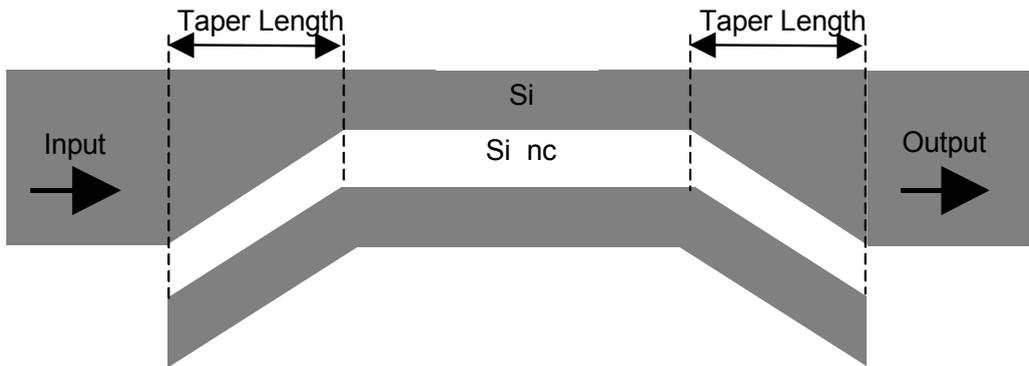


Figura 3.5: Esquemático de la estructura de acoplo a la guía ranurada seleccionada.

El mecanismo de acoplo de la estructura propuesta se basa en el mismo principio de funcionamiento de la guía ranurada ya que el modo guiado por la guía convencional llega al interfase y, debido al *taper* que estrecha la guía, el

modo va deslocalizándose. Al mismo tiempo, aparece una segunda guía por el lado del taper donde toda la potencia que se deslocaliza se va concentrando en la ranura para cumplir con las leyes de Maxwell (Apartado 2.3.1). Por lo tanto, el modo se va deslocalizando y al mismo tiempo va siendo recogido por la guía ranurada que, finalmente, absorbe la práctica totalidad de la potencia incidente.

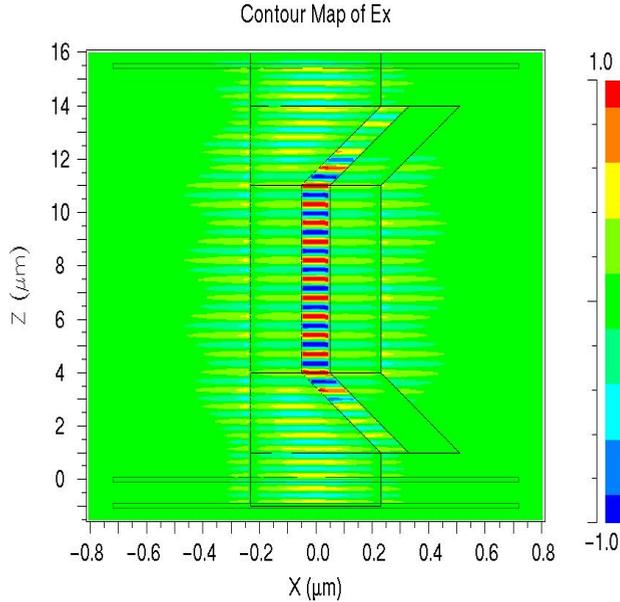


Figura 3.6: Propagación del campo a través de la estructura propuesta en una simulación FDTD 2D.

Este fenómeno se puede ver en una imagen tomada de una simulación FDTD 2D mediante FullWAVE como se muestra en la Figura 3.6 en la que se ve un perfil del campo eléctrico. Vemos cómo se va deslocalizando de la guía de entrada y se confina en la ranura de la guía ranurada. A la salida ocurre el fenómeno contrario.

La estructura analizada está formada por guías de silicio $n=3.48$ con una anchura de las guías adyacentes de $w=180\text{nm}$ y una anchura de la ranura de $w_s=140\text{nm}$ y se accede con una guía convencional de anchura $w_{in}=500\text{nm}$.

En el apartado 3.2.2 ya se hacía un análisis para ver cómo variaba la eficiencia de acoplo en función de la longitud del taper. En esta ocasión vamos más allá y vemos la eficiencia de acoplo de la estructura en función de la frecuencia para distintos valores de longitud del taper como se puede observar en la Figura 3.7.

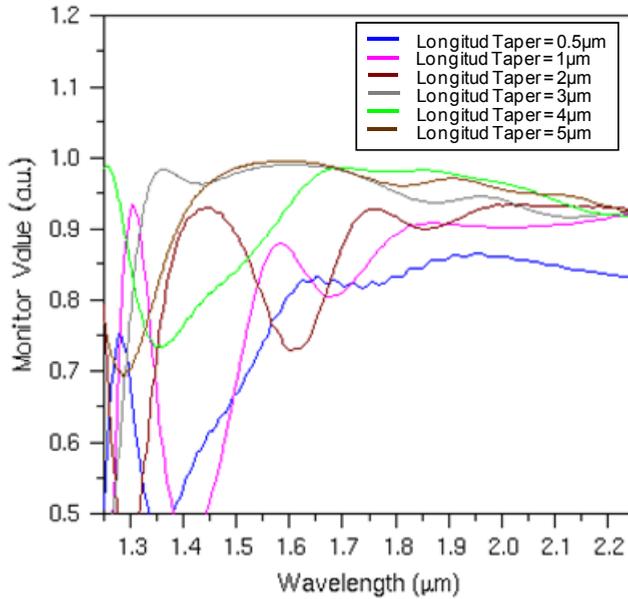


Figura 3.7: Respuesta en longitud de onda de la estructura de acoplo propuesta para distintas longitudes del taper.

Para longitudes superiores a las $3\mu\text{m}$, la estructura presenta una eficiencia muy cercana al 100% para un ancho de banda de más de 200nm. Estamos hablando de la estructura completa mostrada en la Figura 3.5, formada por un acoplador de entrada y otro de salida. Con ello, al tiempo que corroboramos que tiene un elevado ancho de banda (su funcionamiento no se basa en ningún fenómeno interferométrico) también podemos subrayar que sirve tanto para entrada acoplar de una guía convencional a la guía ranurada como al contrario.

En la Figura 3.8 se puede observar un análisis en frecuencia del acoplador para distintas longitudes del brazo que acompaña al taper de la guía de entrada para una longitud de taper de $3\mu\text{m}$. Es decir, se mantiene la longitud del taper de la guía de entrada y se varía el tamaño del brazo que forma la segunda guía de la guía ranurada. Se puede apreciar que la eficiencia de acoplo mejora sensiblemente al introducir ese brazo y que para una longitud de $2\mu\text{m}$ empieza a saturar. Para las longitudes de onda que utilizamos ($\sim 1.55\mu\text{m}$) aun mejora para $3\mu\text{m}$ y $4\mu\text{m}$ tiene un mayor ancho de banda, aunque se puede apreciar que para $3\mu\text{m}$ tiene más de 200nm de ancho de banda y que éste se supera en el caso de utilizar $4\mu\text{m}$.

Viendo los análisis en frecuencia vemos que es importante la colocación de esa guía adyacente en el taper y el valor óptimo de esa guía debe ser similar al del taper pues si es menor se producen una disminución en la eficiencia de acoplo y si

es mucho más grande también debido a que modifica el modo de la guía de entrada al colocarle otra estructura de alto índice de refracción al lado.

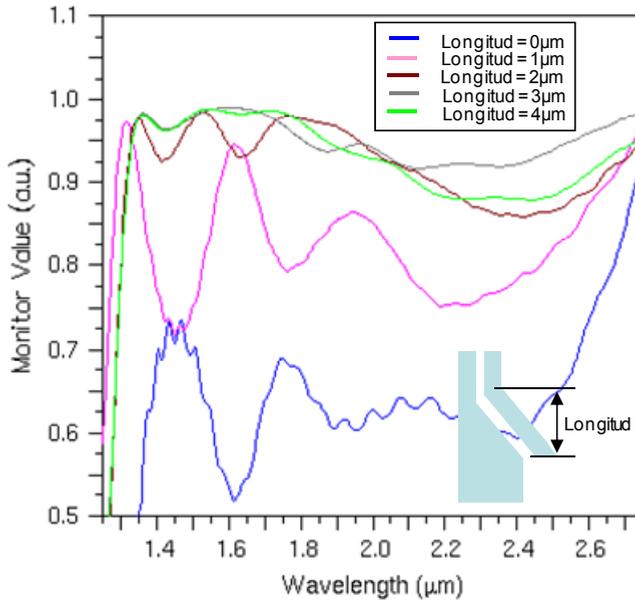


Figura 3.8: Respuesta en longitud de onda de la estructura de acoplamiento para distintas longitudes del brazo adyacente en el acoplador para una longitud de taper de 3 μm.

También se puede observar que el dispositivo es bastante robusto frente a posibles desviaciones en la fabricación debido a que para valores cercanos a la longitud del taper no hay grandes fluctuaciones en la eficiencia de acoplamiento manteniéndose por encima del 95% en más de 200nm de ancho de banda.

1.1.2.1. Estudio en 3D de la estructura de acoplamiento basada en tapers.

Para finalizar el estudio se ha analizado la respuesta en frecuencia de la estructura para una longitud de taper de 3 μm, con un índice en la ranura $n_{\text{slot}}=1.46$ y una altura $h=200\text{nm}$. La Figura 3.9 muestra los resultados obtenidos empleando simulaciones FDTD 3D.

Al no ser un acoplador resonante tiene un elevado ancho de banda y una eficiencia de acoplamiento por encima del 90% en un ancho de banda de 500nm, con un pico de eficiencia de más del 94%. Estos resultados son de nuevo para la estructura completa mostrada en la figura 3.1 con un acoplador de entrada y uno de salida.

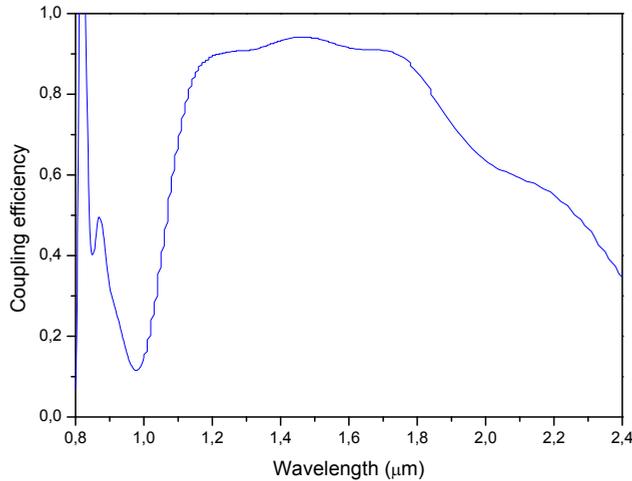


Figura 3.9: Eficiencia de acoplo para entrada-salida en la guía ranurada 3D con la estructura de acoplo en función de la longitud de onda.

1.2. Acoplo entre guías de silicio estándar y fibra óptica.

En este apartado se va a abordar la otra parte del acoplo para la guía ranurada vertical, es decir, se van a presentar las técnicas de acoplo más utilizadas y se procederá a su optimización para el presente caso.

Los principales problemas que existen en el acoplo directo entre una guía y una fibra óptica están relacionados con las diferencias que existen en sus dimensiones y en el contraste de índices de refracción de ambas estructuras. Una guía SOI monomodo posee una sección rectangular de aproximadamente unas dimensiones de $200 \times 500 \text{ nm}^2$, mientras que la sección de una fibra monomodo estándar es circular, y su diámetro gira en torno a las $8\text{-}10\mu\text{m}$. Debido a esta diferencia en las secciones de ambas estructuras, existirá un gran desacoplo entre los modos fundamentales de las mismas bajo acoplo directo.

La gran diferencia existente entre las secciones de la guía y la fibra, y, por consiguiente, de los modos fundamentales de ambas, provoca unas pérdidas de acoplo de más de 30 dB entre entrada y salida. Además de esta razón, existe otra razón fundamental que también provoca una desadaptación adicional entre los modos de una guía y una fibra óptica, que es la desadaptación entre índices efectivos que son muy diferentes entre ambas estructuras.

El acoplo de luz a un circuito integrado óptico es conceptualmente sencillo, pero en la práctica es un problema difícil. Existe una gran variedad de técnicas

eficientes para llevar a cabo el problema del acoplo, siendo las más importantes el acoplo vertical y el acoplo horizontal [Ree04]. Dos de las técnicas más utilizadas de acoplo vertical son: el acoplo mediante prisma y el acoplo mediante *grating coupler* [Ang00]. Por otra parte las dos técnicas de acoplo horizontal más importantes se muestran en la son: las técnicas *Butt coupling* y *End-fire coupling* que son muy similares, y consistentes en la inyección de luz por un extremo de la guía. La única diferencia entre ambas técnicas radica en que en el caso de *Butt coupling*, la luz de la fuente emisora se deja incidir directamente sobre el extremo de la guía de salida mientras que en el caso de *End-fire coupling* la luz de la fuente óptica es recogida por una lente a su salida que se encarga de focalizar dicha luz hacia la guía. El uso de *lensed fiber* para el acoplo sería un tipo de técnica *End fire*, donde la propia forma cónica del extremo de la fibra actúa de lente para focalizar la luz hacia el núcleo de la guía.

En nuestro caso, el acoplo mediante prisma no es particularmente útil, ya que los materiales necesarios para funcionar con guías SOI son muy escasos y caros; y además el proceso de fabricación es muy complicado. Por lo tanto, vamos a centrar los esfuerzos en el acoplo mediante *grating coupler* y en el acoplo de tipo *End fire*, siendo estas dos técnicas las más apropiadas para el acoplo entre fibra óptica y guías ranuradas estudiadas.

Pese a que se consideraron óptimas para el acoplo tanto las estructuras basadas en *grating couplers* como los *inverted tapers* [Kas93, Bak02, Mit94], tras ponderar las ventajas e inconvenientes de ambos acopladores, se optó por centrar los esfuerzos en la última ya que tiene muchas menos pérdidas, funciona para ambas polarizaciones (con distinta eficiencia), tiene un gran ancho de banda y es más sencilla su fabricación a priori (siempre que se pueda fabricar el pico del tamaño elegido). Por otro lado, los *grating couplers* son más tolerantes al alineamiento y que se puede hacer un testeo en la oblea.

1.2.1. Acoplo End fire: *Inverted Taper*.

Bajo acoplo *End fire* ambas estructuras, fibra y guía, se encuentran sobre el mismo eje. Para un buen acoplo se requiere de un alineamiento más preciso que en el caso del *grating coupler*. Por tanto, para mejorar la eficiencia se necesita algún tipo de conversor que se encargue de convertir el modo fundamental de la guía en un perfil modal de dimensiones aceptables para acoplar eficientemente con la fibra óptica.

Tales adaptadores entre los perfiles modales de la fibra y la guía se conocen en la literatura como *Spot-size converters* (convertidores de tamaño de haz) [Mit96, Luy05]. Son estructuras cuyas dimensiones varían gradualmente para adaptar las

dimensiones de las guías que se desean acoplar, formando un estrechamiento conocido normalmente como *taper*. Este tipo de estructuras se utilizan en la actualidad en numerosas ocasiones para acoplar guías de distinta anchura [Luy05, Mit96]. En la Figura 3.10 se muestra un ejemplo del aspecto de un *taper* para acoplar una guía de 500nm de anchura a otra de anchura 3 μ m.

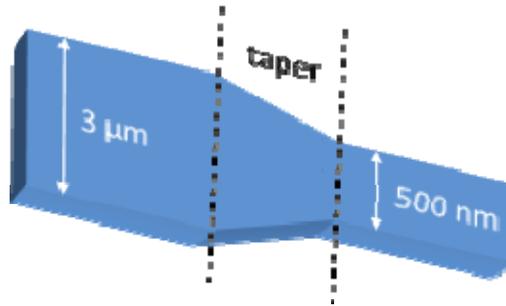


Figura 3.10: Aspecto de un taper para acoplar una guía de 3 μ m de anchura a otra de anchura 500 nm.

Un *taper* es capaz de convertir el modo de una guía óptica de pequeñas dimensiones en un perfil modal de dimensiones mayores con un acoplo más eficiente a una fibra óptica. Son típicamente guías cuyas dimensiones varían gradualmente a lo largo de la dirección de propagación, creando una transición entre un perfil modal pequeño y otro más grande. Si la transición no es muy abrupta, el modo fundamental de la guía de entrada se convierte en el modo fundamental de la guía de salida con el 100% de eficiencia y se dice entonces que es adiabático [Ree04]. Se elimina así la posibilidad de acoplo a modos radiados en la transición que forma el *taper*. Para conseguir una transición lo suficientemente relajada como para que esto no ocurra, el ángulo debe ser muy pequeño, y consecuentemente la longitud del *taper* es muy grande [Tai04].

La solución más directa del problema del acoplo entre una guía y la fibra es un *taper* 3D que adapta las dimensiones tanto en altura como en anchura. El problema radica en que el proceso de fabricación de estructuras 3D es muy complicado [Sur03]. Para que la fabricación sea más sencilla aparecen los tapers planares, es decir, sólo cambian la anchura y por tanto siguen estando en el plano. Esta es la primera técnica de acoplo utilizada en las muestras, pero las pérdidas de acoplo pese a ser menores que en el caso de no utilizar ninguna estructura de acoplo, eran demasiado elevadas (alrededor de 20dB).

Una técnica más eficiente y novedosa es la llamada *inverted taper*. Esta técnica consiste en reducir las dimensiones en lugar de aumentarlas conforme nos acercamos al extremo por el que se acopla la fibra (de ahí el nombre). Si el núcleo de una guía se vuelve demasiado pequeño, el modo fundamental de la misma se

ensancha deslocalizándose del núcleo y comienza a guiarse por la cubierta presentando, por lo tanto, un perfil modal mayor debido a dicho ensanchado. Normalmente se utilizan técnicas planares de fabricación (2D).

1.2.1.1. Diseño del *inverted taper*.

Los parámetros principales (Figura 3.11) que afectan a la eficiencia de acoplo son: la anchura de la punta (W_t), la longitud del *inverted taper* (L) y las dimensiones finales de la guía (en este caso se ha considerado anchura $W_g=500\text{nm}$ y altura $H=220\text{nm}$).

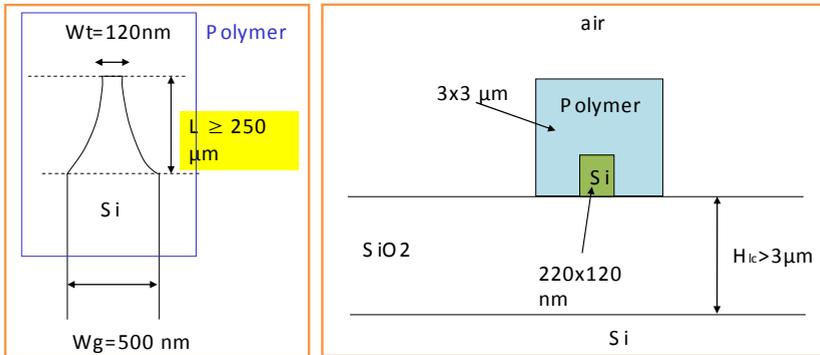


Figura 3.11: (a) Vista cenital del *inverted taper* y (b) vista frontal del *inverted taper* con los parámetros óptimos de la configuración propuesta.

Los principales inconvenientes del *inverted taper* son: primero, la gran precisión necesaria en el corte de las caras del chip (debe coincidir con el inicio del *inverted taper*) y en menor medida la sensibilidad a la polarización. También se necesitan procesos de fabricación lo suficientemente precisos para acabar el *inverted taper* con la anchura deseada (W_t).

Para solucionar estos problemas es común el uso de una guía intermedia de bajo contraste entre el *taper* y la fibra que facilite el guiado del modo en el *taper* conforme se va ensanchando. Esta guía intermedia hace de puente y se encarga de acoplar el modo de la fibra óptica para que éste se confine en la guía final a lo largo del *inverted taper*. Suele ser una guía de material de índice de refracción bajo depositada sobre la guía monomodo de silicio original, como es el caso que se estudia en [Yam04], ó simplemente una capa de óxido de silicio ó de material de índice de refracción similar, como el caso del *taper* que se analiza en [Alm03]. Con el uso de guías de bajo contraste intermedias se hace posible el corte en cualquier punto de ésta guía (siempre antes de la de alto contraste).

Se han simulado estas estructuras y se han obtenido unas **pérdidas de acoplo de 2dB**, pérdidas que pueden mejorar disminuyendo la anchura del pico (W_i) y/o aumentando la longitud del *inverted taper*.

Para comparar en la siguiente tabla se puede ver un resumen de pérdidas de acoplo obtenidas por distintos grupos de investigación usando *inverted tapers*:

TABLA 3.1: PÉRDIDAS DE ACOPLO PUBLICADAS PARA *INVERTED TAPERS*

Grupo	h [nm]	w [nm]	L [nm]	Wt [nm]	Material del Cladding	Tamaño Cladding	Pérdidas
IBM (ebeam)	220	445	150	75	Polímero	2x2	< 1dB
Cornell (ebeam)	270	470	40	100	SiO ₂	---	< 4dB
IMEC (DUV)	200	500	175	175	Polímero	3x1.3	< 2dB
NTT (ebeam)	300	300	200	60	Polímero/Si ₃ N ₄	3x3	0.8 dB

2.- Acoplo en guías ranuradas horizontales.

Como se ha comentado para solventar el problema de acoplo para esta configuración de la guía ranurada hay que optimizar el acoplo entre la fibra óptica y el chip, debido a que se complica mucho la fabricación de guías de silicio estándar junto a las ranuradas horizontales.

En este caso lo que vamos a hacer es tomar las técnicas de acoplo más usadas para acoplo desde fibra a guías de silicio que hemos mencionado antes: *grating couplers* y *inverted tapers* y adaptarlas a las características de nuestra guía. Para este tipo de guía, aunque se sigue prefiriendo el acoplo mediante *inverted tapers* se han estudiado ambos tipos de acoplo.

2.1. Grating couplers.

El acoplo mediante *grating coupler* consiste en la fabricación sobre la superficie de la guía de una estructura periódica, tal como se muestra en la Figura 3.12. Dicha estructura periódica se comporta como una red de difracción de *Bragg* mediante la que se consigue que la luz acople hacia el interior de la guía por el fenómeno de difracción que ocurre al existir el *grating coupler* en el interfaz fibra-guía [Tai03, Miz01].

Actuando el *grating* como entrada, la luz proveniente de la fibra óptica incide, bajo un cierto ángulo, sobre el *grating coupler*, y parte es reflejada de nuevo hacia la fibra (P_r), parte reflejada hacia el sustrato (P_r), parte transmitida en sentido contrario al sentido de propagación del *grating* (P_t) y parte acoplada ó inyectada a la guía (P_{inj}), como se muestra en la Figura 3.12(a). De igual forma

[Mas05], actuando como salida, la luz proveniente de la guía es parcialmente reflejada hacia arriba (P_r), parcialmente reflejada hacia el sustrato (P_r'), parcialmente transmitida hacia el otro extremo del *grating* (P_t), y parcialmente acoplada ó inyectada a la fibra de salida (P_{inj}), como se ilustra en la Figura 3.12(b).

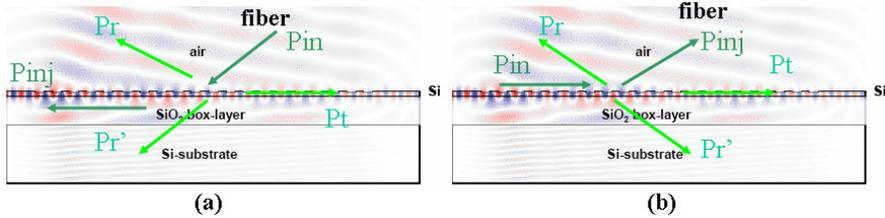


Figura 3.12: (a) Grating coupler SOI a la entrada de una guía. (b) Grating coupler SOI a la salida de una guía. Se muestra en ambos casos las ondas incidentes y difractadas hacia los diferentes sentidos en que son dirigidas así como el sentido de la onda acoplada entre la fibra y al guía en un verde más oscuro. El comportamiento del grating en (a) y (b) es el mismo.

Sin embargo, un *grating coupler* se caracteriza por su baja eficiencia de acoplo y un estrecho ancho de banda típico de 40 nm en tercera ventana [Mas05b, Ang00, Tai02]. Sin embargo, son fáciles de fabricar, y resultan apropiados como subsistema de acoplo de muchas estructuras a caracterizar en el laboratorio a nivel de investigación. Además, haciendo el *grating* lo suficientemente ancho se consiguen errores de alineamiento con la fibra pequeños y por tanto agilizan el proceso de caracterización.

2.1.1. Diseño del grating coupler.

La estructura propuesta de *grating coupler* se puede ver en la Figura 3.13, donde todo el *grating* está rodeado de sílice. Además se pueden ver los parámetros que se han usado. El espesor de la capa de silicio es $t_{Si}=205\text{nm}$ y el de la ranura $t_{slot}=50\text{nm}$. Los parámetros más importantes son la longitud del *grating* (L_g), la anchura del mismo (W_g), el periodo del *grating* (b), y la profundidad del ataque (a), que se pueden observar en la Figura 3.13(b). Inicialmente el factor de relleno $ff=50\%$ y el núcleo de la fibra se separa una distancia s del *grating* y horizontalmente una distancia d .

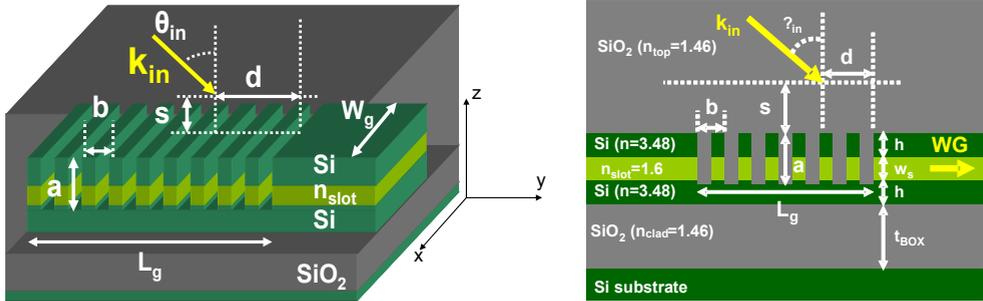


Figura 3.13: (a) Estructura de acoplo propuesta basada en gratings. (b) Principales parámetros de diseño. El factor de relleno (ff) es del 50%.

En [Gal08] se puede ver el proceso de optimización de los *gratings* basados en la guía ranurada. En la Tabla 3.2 se pueden ver los parámetros finales de la estructura de acoplo con la que se han conseguido unas pérdidas de acoplo inferiores a los 4dB en un ancho de banda a -1dB de 35nm centrado en $\lambda=1550\text{nm}$.

TABLA 3.2: PÉRDIDAS DE ACOPLADO PUBLICADAS PARA *INVERTED TAPERS*

Longitud (L_g)	Anchura (W_g)	Profundidad de ataque (a)	Periodo para $\theta_{in}=8^\circ$ (b_+)	Periodo para $\theta_{in}=8^\circ$ (b_-)
20·b	12 μm	265nm	807nm	670nm

2.2. Inverted Taper.

En este caso, aunque la técnica de acoplo es la misma que la del apartado 3.1.2.1 la optimización y su posible implementación no es la misma, ya que hasta el presente trabajo no se ha publicado nada a este respecto.

2.2.1. Diseño del *inverted taper*.

Todos los estudios se han hecho a la longitud de onda de $\lambda=1550\text{nm}$ y para polarización TM. Lo primero que se ha hecho es ver si al disminuir la anchura de la guía ranurada horizontal el campo se deslocalizaba y por lo tanto se hacía más parecido el modo de la guía ranurada se parecía más al de la fibra óptica. Como se puede ver en la Figura 3.14 el modo está deslocalizado y debido a esto, podemos concluir que al disminuir la anchura de la guía el modo se deslocaliza. En el caso de una anchura de 50nm tiene unas dimensiones de más de $2 \times 2\mu\text{m}$.

Las pérdidas totales se han calculado a partir de la integral de solape entre los modos de la guía ranurada horizontal para distintos tamaños de la punta y la fibra óptica para distintos diámetros del haz (MFD de 10 μm , 5 μm y 2.5 μm). En este caso se ha considerado que toda la guía está rodeada de sílice sin utilizar

ninguna guía de adaptación a la fibra. Los resultados se pueden ver en la Figura 3.15.

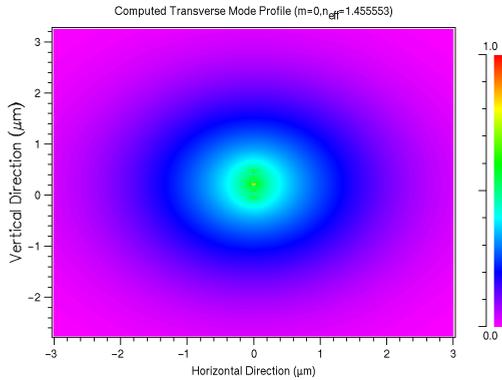


Figura 3.14: Distribución de campo del modo TM para la guía ranurada horizontal con una anchura de $w=50\text{nm}$ una altura $h=200\text{nm}$ con capas de Si de 200nm y una ranura de 50nm .

A partir de los resultados se ha tomado un pico de 50nm (aunque está en el límite de lo que se puede fabricar) y un taper de perfil parabólico de $200\mu\text{m}$ de longitud. Según los resultados se obtiene para la polarización TM (que es la que confina el campo en la ranura) unas pérdidas menores de 4dB con una fibra monomodo de $\text{MFD}=5\mu\text{m}$. Los problemas de esta configuración son los mismos que los que se obtenían en los *inverted tapers* de silicio como es que el corte del chip debe ser justo en el punto donde acaba el *inverted taper*.

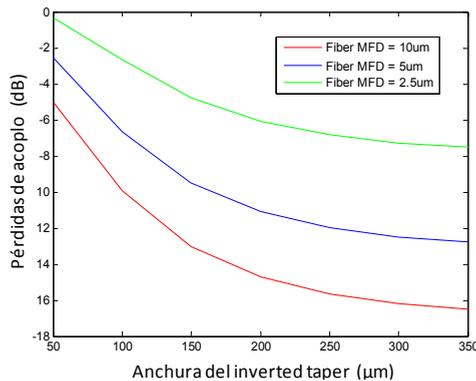


Figura 3.15: Pérdidas de acoplo entre la distribución de campo del modo TM de una guía ranurada horizontal de distintas anchuras (w) y fibras ópticas con distinto diámetro de haz (MFD).

Se puede concluir que se pueden obtener pérdidas de acoplo de 4 dB que son asumibles para los dispositivos que se pretenden diseñar y remarcar que éstas se pueden mejorar disminuyendo la punta del *inverted taper* o aumentando la

longitud de los *tapers*. Para superar el inconveniente del corte y mejorar las prestaciones del *inverted taper* se ha propuesto el estudio del mismo usando una guía intermedia.

2.2.2. Diseño del *inverted taper* con guía intermedia.

En la Figura 3.16 se puede ver una representación de la estructura que se propone. Se ha usado una guía intermedia para guiar eficientemente la luz desde la fibra hasta el taper mejorando el acoplo y al mismo tiempo evitando que el corte del chip sea tan crítico.

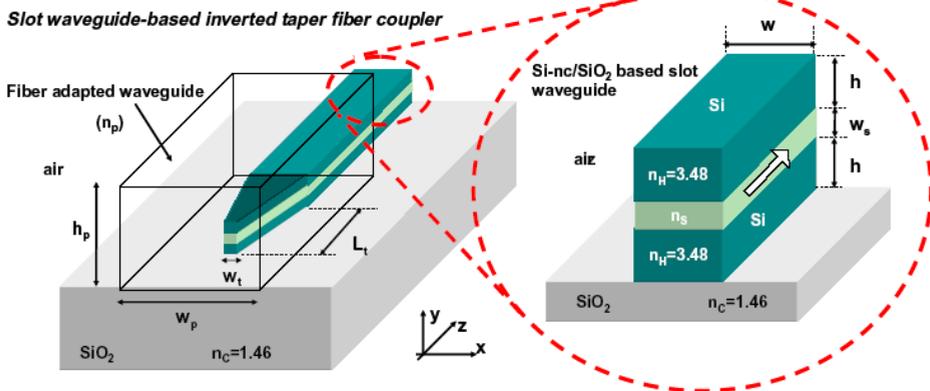


Figura 3.16: Estructura del *inverted taper* propuesto para el acoplo en guías ranuradas horizontales.

En el diseño de la guía intermedia se ha utilizado el mismo material que se usa en la ranura, es decir, nanocristales de silicio en SiO_2 . Este material tiene un índice de refracción que se puede modificar jugando con la concentración de nanocristales y, además, es ligeramente superior al SiO_2 , con lo que tenemos una guía de bajo contraste como se desea. El tamaño de la guía empleada es de $3 \times 3 \mu\text{m}$.

Al igual que en el apartado anterior, en [Gal08b] se puede ver el proceso de optimización del *inverted taper* basado en la guía ranurada. Los parámetros finales de la estructura de acoplo son: anchura del pico $w_t=40\text{nm}$ y longitud del taper $L_t=150\mu\text{m}$. Con esta configuración se consigue una eficiencia de acoplo del 93% para la polarización TM a $\lambda=1550\text{nm}$ desde una fibra de $\text{MFD}=2.5\mu\text{m}$.

2.3. Medidas.

2.3.1. Acoplo a guía ranurada vertical.

Pese a que se estudiaron diversas técnicas de acoplo entre guías monomodo de silicio estándar no se han caracterizado estos métodos de acoplo. Esto se debe a que, como se presenta en el apartado correspondiente las pérdidas, usando acoplo directo son bajas y asumibles y por lo tanto la mejora al aplicar estas técnicas no compensa los problemas de fabricación para la realización de los diseños. Por lo tanto, sólo se ha caracterizado el *inverted taper* en guía de silicio estándar para acoplar luz desde/hacia fibra óptica.

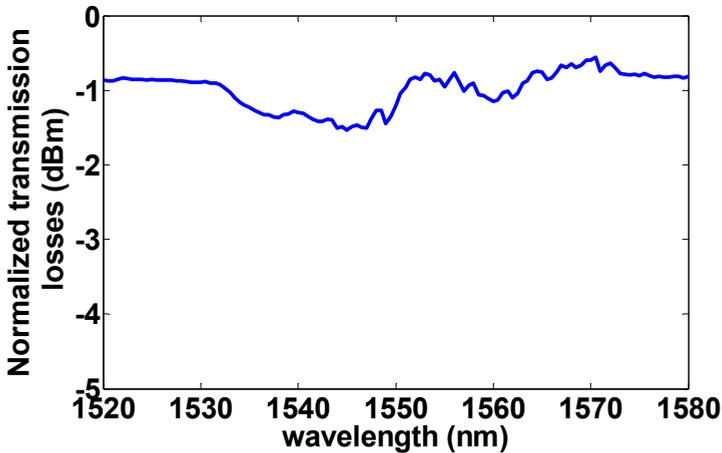


Figura 3.17: Espectro normalizado del *inverted taper* de CEA-LETI (fibra-fibra) en transmisión.

El *inverted taper* caracterizado ha sido desarrollado por CEA-LETI. Las muestras se han caracterizado con el montaje de caracterización de acoplo *end-fire* para polarización TE y usando una fibra con un diámetro de haz MFD=2.5µm tanto a la entrada como a la salida del chip. El espectro de transmisión se puede observar en la Figura 3.17 en el que las **pérdidas de acoplo** están alrededor de **1.1dB** en todo el ancho de banda medido que son 60nm.

El uso de este diseño puede mejorar mucho la eficiencia de los dispositivos (conmutadores, puertas lógicas, sensores, etc.) que se fabriquen con esta técnica de acoplo ya que la potencia requerida a la entrada del chip se verá enormemente disminuida.

2.3.2. Acoplo a guía ranurada horizontal.

En este caso se ha intentado caracterizar ambos tipos de acoplo diseñados, los *grating couplers* y los *inverted taper*. Como se verá, tan sólo en los primeros se han conseguido más o menos los resultados esperados ya que para los *inverted tapers* el proceso de fabricación es muy complicado y se tiene que mejorar.

2.3.2.1. Grating couplers.

Se han diseñado para acoplar fibras monomodo estándar con un diámetro de haz de $MFD=10\mu\text{m}$ para un ángulo de incidencia $\theta=8^\circ$. Las muestras han sido fabricadas por CEA-LETI dentro del marco del proyecto PHOLOGIC y se puede ver una imagen SEM en la Figura 3.18(b).

El montaje usado para la caracterización se puede ver en el Anexo D y las primeras muestras que se han medido son las N538 fabricadas sobre una oblea SOI de $2\mu\text{m}$ de BOX. Se ha medido una **eficiencia máxima del 25%** para la longitud de onda de $\lambda=1550\text{nm}$ como se puede ver en la Figura 3.18. Sin embargo, según las simulaciones, si el espesor de la BOX fuera de $1\mu\text{m}$ se puede obtener una eficiencia del 40% y si además la cubierta superior de SiO_2 tiene un espesor optimizado de $2.2\mu\text{m}$ se puede llegar a una eficiencia del 42%.

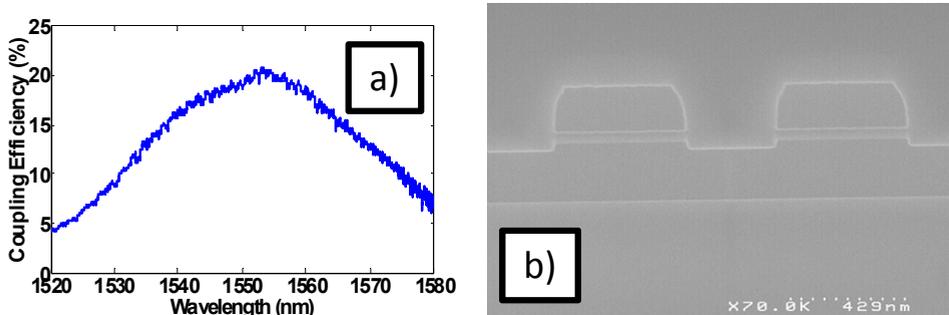


Figura 3.18: (a) Resultados experimentales del grating coupler. (b) Imagen SEM de los grating couplers fabricados.

Por lo tanto, se fabricaron las nuevas muestras P076B sobre una oblea SOI con un espesor de la capa BOX de $1\mu\text{m}$ con la intención de mejorar la eficiencia de acoplo. La respuesta obtenida es bastante plana en un gran ancho de banda. Sin embargo, las pérdidas de acoplo son mayores que las medidas en las muestras N538. Se desconoce el motivo de esto último ya que, según las simulaciones previas, el comportamiento debería haber sido el inverso.

2.3.2.2. – *Inverted taper*.

Se ha intentado fabricar la estructura del *inverted taper* diseñada con la guía intermedia. Los parámetros que se desean son los que se han obtenido en dicho apartado y la guía intermedia se fabricará o bien con el mismo material de la ranura Si-nc/SiO₂ o bien un polímero con un índice de refracción igual ($n=1.6$).

La resolución que se necesita para la punta de taper ($w_t=40\text{nm}$) está por debajo de la resolución de la litografía de ultravioleta profundo (Deep-UV) con la que se han fabricado las muestras, y por lo tanto le ha sido imposible la fabricación de ningún prototipo por CEA-LETI.

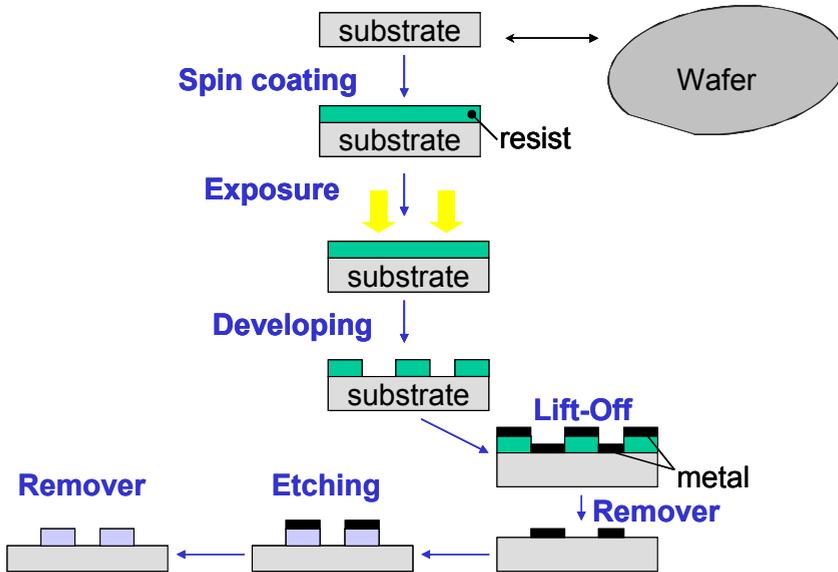


Figura 3.19: Proceso de fabricación usado para estas muestras.

Sin embargo existen otros tipos de litografía cuya resolución es mayor que la del Deep-UV, como la litografía por cañón de electrones (e-beam). Por lo tanto, en nuestro centro se ha intentado desarrollar la tecnología necesaria para fabricar el *inverted taper* en las muestras facilitadas por CEA-LETI con la estructura multicapa.

En la Figura 3.19 se puede ver un esquema del proceso de fabricación empleado en el Centro de Tecnología Nanofotónica para la fabricación del *inverted taper*.

Lo primero que se intentó fue exponer sólo los finales de las guías ya fabricadas en CEA-LETI para hacer los *inverted tapers* y aprovechar la velocidad de fabricación del Deep-UV respecto al e-beam. Los resultados no fueron muy

satisfactorios debido a la dificultad de proteger el resto de la muestra en el ataque final como se puede ver en las imágenes SEM de la Figura 3.20.

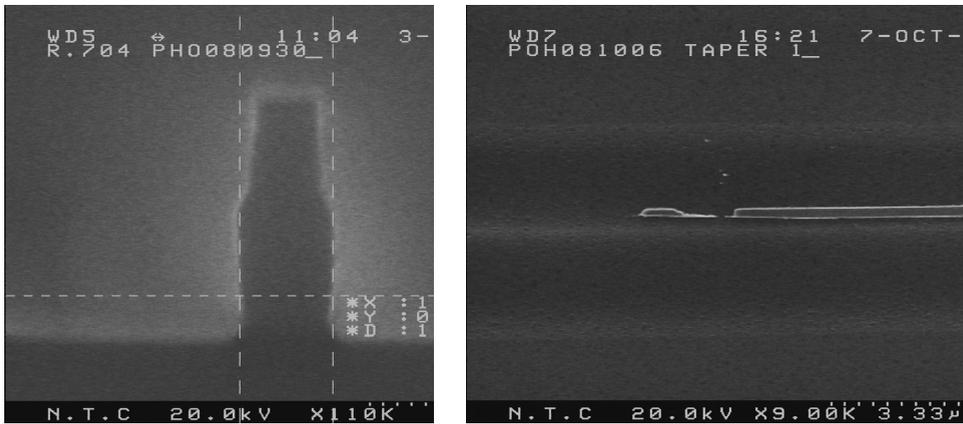


Figura 3.20: Imágenes SEM de las muestras fabricadas.

Posteriormente se intentó fabricar el dispositivo entero usando litografía por cañón de electrones. En este caso se mejoró algo en lo que respecta a la exposición y ataque como se puede ver en la Figura 3.21. Por último, para mejorar la eficiencia se tiene que colocar una guía intermedia de polímero alrededor del *inverted taper*. Para esto se ha usado el litografía Deep-UV, aunque el proceso no está optimizado completamente.

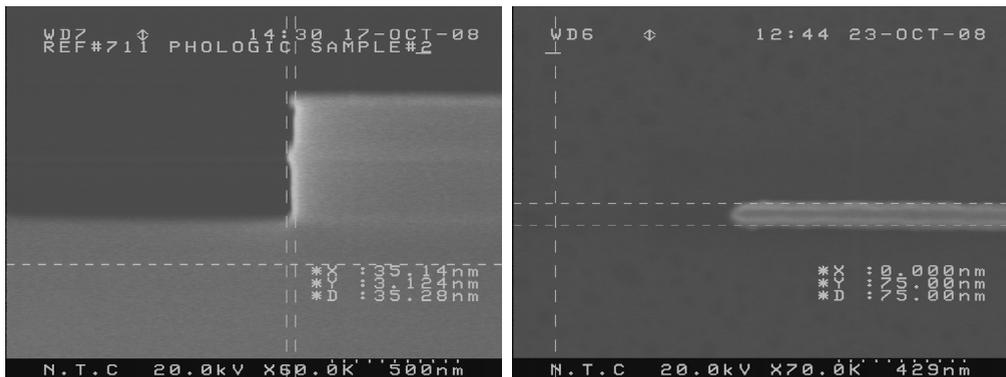


Figura 3.21: Imágenes SEM de las muestras fabricadas.

Por lo tanto todavía no se ha podido caracterizar aunque se van mejorando el proceso. Al mismo tiempo en CEA-LETI también se está trabajando en el desarrollo de un *inverted taper* usando el mismo proceso que para el *inverted taper* en silicio.

3.- Conclusiones

En este capítulo se ha abordado el problema del acoplo de la luz desde la fibra óptica, que es el medio que se emplea en la transmisión de la información en las redes de telecomunicaciones, y la guía ranurada tanto para la configuración vertical como horizontal de la misma.

La optimización del acoplo a la **guía ranurada vertical** se ha dividido en dos partes, una primera de acoplo entre la guía ranurada y una guía de silicio estándar (ya que para el transporte de la luz dentro del chip se emplean las guías de silicio convencionales porque los procesos de fabricación de la misma están más optimizados y por tanto existen menos pérdidas de propagación); y una segunda parte en que se estudia el acoplo entre las guías de silicio estándar y la fibra óptica.

En simulaciones 3D-FDTD se han obtenido **eficiencias de acoplo superiores al 90% en un ancho de banda de 500nm** centrados en $\lambda=1550\text{nm}$ para el acoplo entre la guía ranurada y la guía convencional utilizando una estructura basada en tapers en la guía ranurada. Mientras que para el acoplo entre la guía de silicio y la fibra óptica se han conseguido según simulaciones unas **pérdidas de acoplo de 2dB** utilizando un *inverted taper*, aunque en la literatura se han publicado otras configuraciones con pérdidas por debajo de 1dB [Tsu05].

En cambio, para el caso de la **guía ranurada horizontal**, se han estudiado dos estructuras de acoplo directamente desde la fibra hasta la guía ranurada. En primer lugar se han estudiado los **grating couplers** con los que se han obtenido unas pérdidas de acoplo según las simulaciones por debajo de los **4dB en un ancho de banda a -1dB de 35nm**. Por último, se ha estudiado el acoplo mediante **inverted taper** con el que según las simulaciones se puede conseguir una **eficiencia de acoplo del 93%** para la polarización TM.

Para finalizar, se han presentado algunos resultados experimentales. En primer lugar, un **inverted taper** en una guía de silicio estándar, con unas **pérdidas de acoplo de 1.1dB** en todo el ancho de banda medido (60nm). Este resultado es muy prometedor y se va a intentar llevar este proceso de fabricación a la guía ranurada. Por el contrario, los **grating couplers** presentan una buena respuesta en ancho de banda, pero la eficiencia máxima ha sido del 25%.

4.- Referencias del capítulo

- [Alm03] V.A. Almeida, R. Panepucci and M. Lipson “*Nanotaper for compact mode conversion*”, *Optics Letters*, vol. 28, pp. 1302-1304 (2003).
- [Ang00] T. W. Ang, G. T. Reed, A. Vonsovici, A. G. R. Evans, P. R. Rotley, and M. R. Josey, “*Effects of Grating Heights of Highly Efficient Unibond SOI Waveguide Grating Couplers*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12 (January 2000).
- [Bak02] T. Bakke, C. T. Sullivan and S. D. Mukherjee, “*Polymeric Buried Core Adiabatic Optical Spot-Size Transformer*”, *Electronic Letters* 28th, vol. 38 (March 2002).
- [Fen07] N.-N. Feng, R. Sun, L.C. Kimerling and J. Michel, “*Lossless Strip-to-Slot Waveguide Transformer*”, *Optics Letters*, vol. 32, nº 10 (May 2007).
- [Gal08] J. V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco and J. Martí, “*Study of High Efficiency Grating Couplers for Silicon-Based Horizontal Slot Waveguides*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, p.p. 985-987 (2008).
- [Gal08b] J. V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco, A. Martínez and J. Martí, “*High efficiency fiber coupling to silicon sandwiched slot waveguides*”, *Optics Communications*, vol. 281, p.p. 5173-5176 (2008).
- [Kas93] K. Kasaya, O. Mitimo, et al., “*A Simple Laterally Tapered Waveguide for Low-Loss Coupling to Single-Mode Fibers*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, nº 3 (March 1993).
- [Luy04] B. Luyssaert, “*Compact Planar Waveguide Spot-Size Converters in Silicon-on-Insulator*”, *Gent University* (2004-2005).
- [Mas05] G. Z. Massanovic, G. T. Reed, W. Headley, and B. Timotijevic, “*A high efficiency input/output coupler for small silicon photonic devices*”, *Optics Express*, vol. 13, nº 19 (2005).
- [Mas05b] G. Z. Masanovic, V. M. Passaro and G. T. Reed, “*Coupling to nanophotonic waveguides using a dual grating-assisted directional coupler*”, *IEE Proceedings online* nº 20055006, vol. 152, nº 1 (February 2005).

- [Mit94] Osamu Mitomi, Kazuo Kasaya, and Hiroshi Miyazawa, "Design of a Single-Mode Tapered Waveguide for Low-Loss Chip-to-Fiber Coupling", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 30 (August 1994).
- [Mit96] Osamu Mitomi, Kazuo Kasaya, et al., "Optical Spot-Size Converters for Low-Loss Coupling Between Fibers and Optoelectronic Semiconductor Devices", Journal of Lightwave Technology, vol. 14 (July 1996).
- [Miz01] T. Mizuno, T. Kitoh, et al., "Low loss 1.5%- Δ arrayed waveguide grating with narrow laterally tapered spotsizer", Electronic Letters, vol.37 (November 2001).
- [Ree04] G. T. Reed, A. P. Knights, "Silicon Photonics, an introduction", John Wiley & Sons. Ltd (2004).
- [Sur03] A. Sure, et al., "Fabrication and characterization of three-dimensional silicon tapers," Opt. Express, vol. 11, pp. 3555-3561 (2003).
- [Taf95] A. Taflovit; "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Ed.: Artech House, 1995.
- [Tai02] D. Taillaert, et al., "An out-of-plane grating coupler for efficient butt-coupling between compact planar waveguides and single-mode fibers", IEEE J. of Quantum Electronics, vol. 38, pp. 949-955 (2002).
- [Tai03] D. Taillaert, W. Boagerts and R. Baets, "Efficient coupling between submicron SOI-waveguides and single-mode fibers", University of Gent (2003).
- [Tai04] D. Taillaert, "Grating couplers as interface between optical fibers and nanophotonic waveguides", Universitet Gent (2004).
- [Tsu05] Tsuchizawa, T.; Yamada, K.; Fukuda, H.; Watanabe, T.; Jun-ichi Takahashi; Takahashi, M.; Shoji, T.; Tamechika, E.; Itabashi, S.; Morita, H., "Microphotonic devices based on silicon microfabrication technology," Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of , vol.11, no.1, pp. 232-240 (2005).
- [Yam04] K. Yamada, T. Tsuchizawa, et al., "Microphotonic Devices Based on Silicon Wire Waveguiding Systems", NTT Microsystem Integration Laboratories, Japan (2004).

Capítulo 4

Caracterización de anillos resonantes e Interferómetros Mach Zehnder

1.- Introducción

En este capítulo se estudian dos estructuras sencillas pero muy utilizadas con las que se pueden diseñar gran variedad de dispositivos como son los anillos resonantes e interferómetros Mach Zehnder. Estas estructuras son con las que una vez estudiadas y caracterizadas en régimen lineal se va a intentar obtener las funcionalidades de conmutador y puerta lógica todo ópticos en el próximo capítulo.

2.- Anillos resonantes

Los anillos resonantes se han utilizado desde 1899 cuando Fabry y Perot describieron el uso de un plato resonante paralelo como filtro interferométrico.

Un interferómetro Fabry-Perot es capaz de incrementar la longitud efectiva de la luz que lo atraviesa por un factor equivalente a su fineza. Una configuración con unos espejos muy reflejantes tiene una gran fineza y posee un ancho de banda mucho más estrecho que otro con menor reflexión.

En los últimos tiempos los anillos resonantes empezaron a ser importantes para aplicaciones como filtros, líneas de retardo [Khu06], para compensación de la dispersión y eualización de fase para comunicaciones ópticas [Hee03].

Hoy en día los anillos resonantes son una de las estructuras más importantes de la nanofotónica [Poo04, Wan07, Xu08] y en la que se basan numerosas aplicaciones (filtros selectivos [Lee08], multiplexores de adición y extracción [Kle05], compensadores compactos de dispersión, acoplamiento selectivo en frecuencia en redes ópticas, moduladores [Hoc06], etc.). También para funciones activas como conmutadores [Bar04] o puertas lógicas [Xu07].

2.1. Principio de funcionamiento

Un anillo resonante es un dispositivo pasivo consistente en una guía nanofotónica cerrada en forma de anillo, de manera que si se logra acoplar una señal óptica en un punto del anillo, la luz se propagará por éste. La guía curva que forma el anillo debe ser de unas dimensiones físicas tales que, solamente se propague el modo fundamental por el anillo.

Al acoplarse la luz al anillo, ciertas longitudes de onda cumplirán la ecuación de resonancia (4.1), resonarán en el anillo y se irán amplificando, de manera que darán vueltas infinitamente. Las longitudes de onda que no cumplan la condición de resonancia, inicialmente se acoplarán en el anillo, pero en el punto de acoplo se irán desfasando con cada vuelta y como consecuencia se cancelarán.

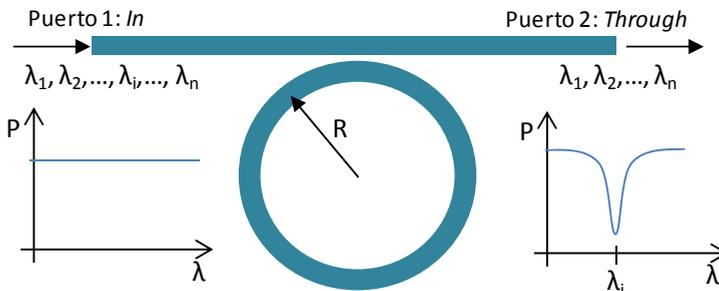


Figura 4.1: Anillo resonante en configuración de filtro Notch.

Como podemos ver en la Figura 4.1, la arquitectura básica de un anillo resonante es una guía óptica y un anillo, implementando así un filtro Notch (filtro

que no deja pasar una banda determinada) [Lee08]. Se observa que en el puerto de salida (*Through*) falta la portadora óptica que resuena en el anillo (λ_i). Para ello, λ_i debe de cumplir:

$$n_{eff} \cdot L = M \cdot \lambda_i \quad (4.1)$$

donde, n_{eff} es el índice efectivo del anillo, M es un número entero y $L = 2\pi R$ la longitud del anillo.

En la Figura 4.2 se pueden observar cómo las longitudes de onda que resuenan en el anillo completan un número entero de periodos, tal y como se indica en la ecuación (4.1). De esta manera, se suman en fase y se van amplificando. Las demás longitudes de onda que no cumplen esta condición, en cada vuelta que le dan al anillo se van desfasando y acaban anulándose.

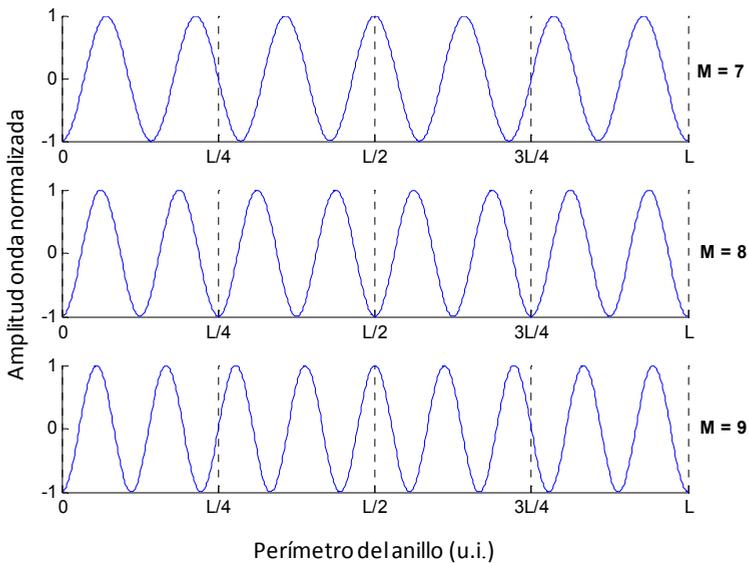


Figura 4.2: Modos resonantes en el anillo.

Con la misma estructura se puede implementar un Multiplexor Óptico de Adición y Extracción (OADM) introduciendo una segunda guía cercana al anillo [Kle05], como se ilustra en la Figura 4.3. De esta manera podemos extraer la portadora óptica que resuena en el anillo y volverla a introducir pero modulándola con otros datos (λ_i').

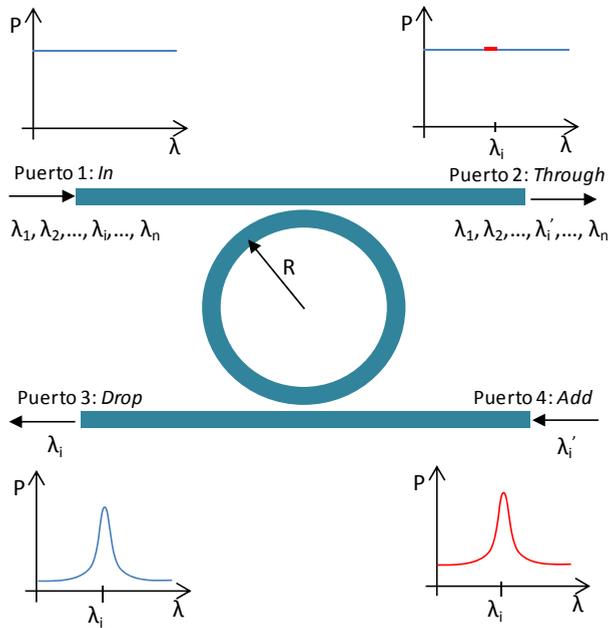


Figura 4.3: Anillo en configuración de OADM (Multiplexor óptico de adición y extracción).

2.2. Parámetros de un anillo resonante

Un anillo resonante tiene una serie de parámetros que hay que ajustar para cumplir las especificaciones requeridas.

2.2.1. Free Spectral Range (FSR)

El FSR (rango libre de espectro) es un parámetro clave en el diseño de un anillo. El FSR es la separación existente entre dos portadoras ópticas que resuenan en el anillo. Esta distancia entre portadoras puede darse en nm, en Hz o en rad/s, y está inversamente relacionada con el radio del anillo. Así pues, podemos encontrar tres definiciones del FSR:

$$\begin{aligned}
 FSR &= \frac{\lambda^2}{n_g \cdot L} = \frac{\lambda^2}{n_g \cdot 2 \cdot \pi \cdot R} \text{ [nm]} \\
 FSR &= \frac{c}{L} = \frac{c_0}{n_g \cdot 2 \cdot \pi \cdot R} \text{ [Hz]} \\
 FSR &= \frac{2 \cdot \pi \cdot c}{L} = \frac{c_0}{n_g \cdot R} \text{ [rad/s]}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío y n_g el índice de grupo en la guía que forma el anillo.

2.2.2. Finura (F)

La finura es un parámetro que mide la estrechez de las resonancias. Cuanto más estrecha sea una resonancia, más selectivo es el anillo. La finura se define como:

$$F = \frac{FSR}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \frac{\pi}{2\sin^{-1}\left(\frac{1 - e^{-\alpha}(1 - k)}{2\sqrt{e^{-\alpha}(1 - k)}}\right)} \quad (4.3)$$

Aquí $\Delta\lambda_{FWHM}$ es la anchura (en nm) de la resonancia cuando ésta cae 3dB, α es el coeficiente de atenuación por cada vuelta del anillo y k es la constante de acoplo entre guía y anillo.

Como se puede observar en la fórmula (4.3), la finura depende de las pérdidas internas del anillo y del acoplamiento (pérdidas externas) del resonador. Cuanto mayores sean las pérdidas totales, más baja será la finura de las resonancias.

Casi siempre es ventajoso reducir las pérdidas internas y externas para obtener una finura elevada. Sin embargo, las pérdidas externas debidas al acoplamiento son necesarias y no pueden ser demasiado pequeñas para el resonador si queremos que actúe como un filtro óptico.

2.2.3. Factor de calidad (Q)

Este parámetro es el encargado de indicar la calidad de las resonancias. Cuanto mayor sea su valor, mayor será la calidad. El factor Q se puede medir experimentalmente como la relación existente entre la portadora óptica que resuena en el anillo (λ_0) y el ancho de la resonancia en la mitad de la potencia ($\Delta\lambda_{FWHM}$) [Yar00, Nie04, Bae05b], así pues:

$$Q = \frac{\lambda_0}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \frac{\pi L n_{eff}}{\lambda_0 |k|^2} \quad (4.4)$$

2.3. Acoplo crítico

Mención aparte se merece el fenómeno de acoplamiento de la luz entre guía y anillo, y viceversa. El factor de acoplo (k), ya ha sido nombrado en el subapartado anterior, juega un papel muy importante en el resonador y de él depende la calidad de las resonancias. En definitiva, el factor de acoplo es un

coeficiente (su valor oscila entre 0 y 1) que indica la cantidad de luz que se está acoplando desde la guía al anillo o desde éste a la guía. El parámetro complementario es el factor de transmisión (t). Éste indica la cantidad de luz que no se acopla y que se sigue transmitiendo por la guía. En la Figura 4.4 se puede observar como intervienen estos factores en la región de acoplo entre una guía y un anillo:

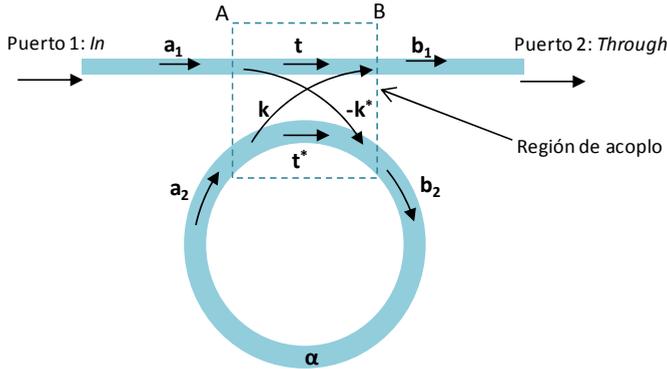


Figura 4.4: Descripción del acoplo entre una guía y un anillo.

En la Figura 4.4 se ilustra la región de acoplo entre una guía y un anillo resonante. En este sistema entran en juego varios parámetros que intentan modelar el acoplo y la distribución de campo entre guía y anillo. Asumiendo que la transmisión de la luz es unidireccional y en el sentido de las flechas, se obtiene la siguiente relación matricial [Yar00]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t & k \\ -k^* & t^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

donde las amplitudes de los campos b_i , a_i están normalizadas con respecto a la onda de entrada $a_1 = 1$. Además, como la matriz de acoplo es unitaria, el factor de acoplo (k) y el de transmisión (t) deben cumplir:

$$|k|^2 + |t|^2 = 1 \quad (4.6)$$

La transmisión de la luz alrededor del anillo está caracterizada por:

$$a_2 = \alpha e^{i\theta} b_2 \quad (4.7)$$

Si no hay pérdidas $\alpha = 1$ y θ es el desfase por desplazamiento ($\theta = \beta \cdot L = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} L$).

De las ecuaciones (4.5) y (4.7) se deduce que:

$$b_1 = \frac{-\alpha + t e^{-i\theta}}{-\alpha t^* + e^{-i\theta}} \quad a_2 = \frac{-\alpha k^*}{-\alpha t^* + e^{-i\theta}} \quad (4.8)$$

Por lo que, considerando que $t = |t|e^{i\varphi_t}$, la potencia en el puerto de salida será:

$$|b_1|^2 = \frac{\alpha^2 + |t|^2 - 2\alpha|t|\cos(\theta + \varphi_t)}{1 + \alpha^2|t|^2 - 2\alpha|t|\cos(\theta + \varphi_t)} \quad (4.9)$$

Procediendo de la misma manera se obtiene la potencia total en el anillo después de haberlo recorrido:

$$|a_2|^2 = \frac{\alpha^2(1 - |t|^2)}{1 + 2\alpha^2|t|^2 - 2\alpha|t|\cos(\theta + \varphi_t)} \quad (4.10)$$

Si se estudian las ecuaciones (4.9) y (4.10) cuando se cumple la condición de resonancia $\theta + \varphi_t = 2\pi M$, donde M es un número entero, éstas se simplifican de la siguiente manera:

$$|b_1|^2 = \frac{(\alpha - |t|)^2}{(1 - \alpha|t|)^2} \quad |a_2|^2 = \frac{\alpha^2(1 - |t|^2)}{(1 - \alpha|t|)^2} \quad (4.11)$$

Visto desde otra perspectiva, el fenómeno de resonancia se produce porque, la longitud de onda que cumple la condición de resonancia al acoplarse al anillo se desfasa 90° ($k = i|k|$), dentro del anillo da una vuelta completa sufriendo un desfase de 360° y, cuando se vuelve a acoplar a la guía lo vuelve a hacer con un desfase de 90° . Por tanto, se suma en contrafase en el punto de acoplo de la guía y por ello se anula.

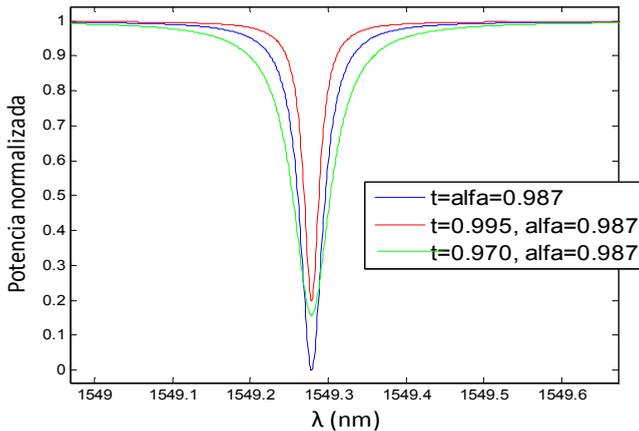


Figura 4.5: Resonancias obtenidas con acoplo crítico (azul), subacoplo (rojo) y sobreacoplo (verde).

Volviendo a las expresiones (4.11) es interesante observar que si $\alpha = |t|$ la potencia en el puerto *through* ($|b_1|^2$) se anula, mientras que la potencia en el

anillo ($|a_2|^2$) se maximiza. Esta condición, conocida como *acoplo crítico* (las pérdidas en el punto de acoplo son las mismas que en el anillo), es debida a la interferencia destructiva en la guía entre el campo transmitido $t \cdot a_1$ y el campo se que acopla desde el anillo a la guía $k \cdot a_2$. Esta condición es la óptima para la mayoría de aplicaciones, ya que se pretende eliminar, por completo, en el puerto de salida la portadora óptica resonante [Dar06].

Si no existe acoplo crítico, puede haber sobreacoplo o subacoplo y, en ambos casos, la potencia de la longitud de *onda* de resonancia no llega a anularse del todo en el puerto *through*. El sobreacoplo se da cuando existe un acoplo de luz mayor que en el acoplo crítico ($k > k_{\text{critico}}$). En este caso, las resonancias son más anchas por lo que el sistema no es tan selectivo en longitud de onda. Por contra, si hay subacoplo ($k < k_{\text{critico}}$), las resonancias se pueden hacer muy estrechas, es decir, muy selectivas, por lo que puede ser un problema para sintonizar correctamente el láser.

2.4. Simulaciones de funcionamiento

En los apartados anteriores se explicaba el funcionamiento teórico de los anillos resonantes mientras que en éste se va a explicar a través de simulaciones. Para ello se va a emplear un método iterativo en el dominio del tiempo que cuyo funcionamiento se explica en el Anexo A.

El método que se emplea aquí no es práctico a la hora de estudiar el comportamiento de las estructuras pero en cambio es muy didáctico e intuitivo por lo que nos permite comprender su funcionamiento de manera sencilla. El método simula el recorrido de la luz como si realmente inyectáramos una fuente continua.

2.4.1. Parámetros de diseño del resonador

Para realizar el análisis matemático definimos en la siguiente figura la nomenclatura que se ha seguido para su desarrollo. El hecho de seleccionar esta estructura con un puerto de entrada y otro de salida colocado a 90º se explicará más adelante ya que sirve como estructura básica de un dispositivo.

Los criterios seguidos para el uso de la nomenclatura de la Figura 4.6 han sido, para los campos, usar las letras a , para campo entrante en la región de acoplo, y b para el campo saliente de dicha región. Además, para los campos localizados en la guía de entrada se han enumerado con el subíndice 0, los campos correspondientes al anillo con el subíndice 1 y los campos situados en la guía de salida del anillo con el subíndice 2. Por otra parte, los coeficientes de acoplo se identifican con el carácter k y los coeficientes de transmisión con t ,

llevando, además, el subíndice 1 para la primera región de acoplo y el subíndice 2 para la segunda.

Hay que recordar en este punto, que los coeficientes de acoplo y de transmisión varían su valor en función de la separación de acoplo entre guía y anillo (*gap*).

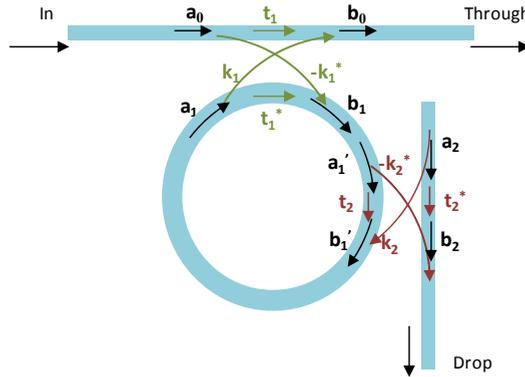


Figura 4.6: Nomenclatura de los campos y coeficientes de acoplo y transmisión.

Además otro parámetro importante son las pérdidas por propagación que vienen impuestas por las dimensiones y propiedades físicas de la guía y tienen mucha dependencia con el proceso de fabricación. Sin embargo, las pérdidas que se producen en los puntos de acoplo (coeficientes de acoplo) sí que se pueden controlar, lo que permite tener un grado de libertad a la hora de realizar el diseño.

2.4.2. Simulaciones

Con este método se puede observar cómo funciona el principio de resonancia en el anillo. Es decir, cuando se inyecta luz de manera continua en la guía de entrada al circuito nanofotónico, en un primer instante se acopla una parte muy pequeña de la potencia óptica de todas las longitudes de onda que viajan por la guía al anillo. Al dar la luz vueltas por el anillo, solamente las longitudes de onda que cumplen con la condición de resonancia, se van sumando en fase y, por tanto, se amplifican dentro del anillo. Las demás longitudes de onda se van desfasando en el interior del anillo conforme llegan al punto de acoplo de entrada, así que se van restando hasta que se anulan.

En la Figura 4.7 se puede ver cómo para 1 iteración (que equivale a una vuelta de la luz en el anillo) no se aprecia nada en ninguna de las salidas, para 2 se empiezan a ver oscilaciones en función de la longitud de onda y para 200 vueltas

que se puede considerar ya el régimen estacionario se observan perfectamente las caídas de potencia en el puerto *through* a las longitudes de onda de resonancia mientras que para esta misma longitud de onda en el puerto *drop* tenemos máximos de transmisión.

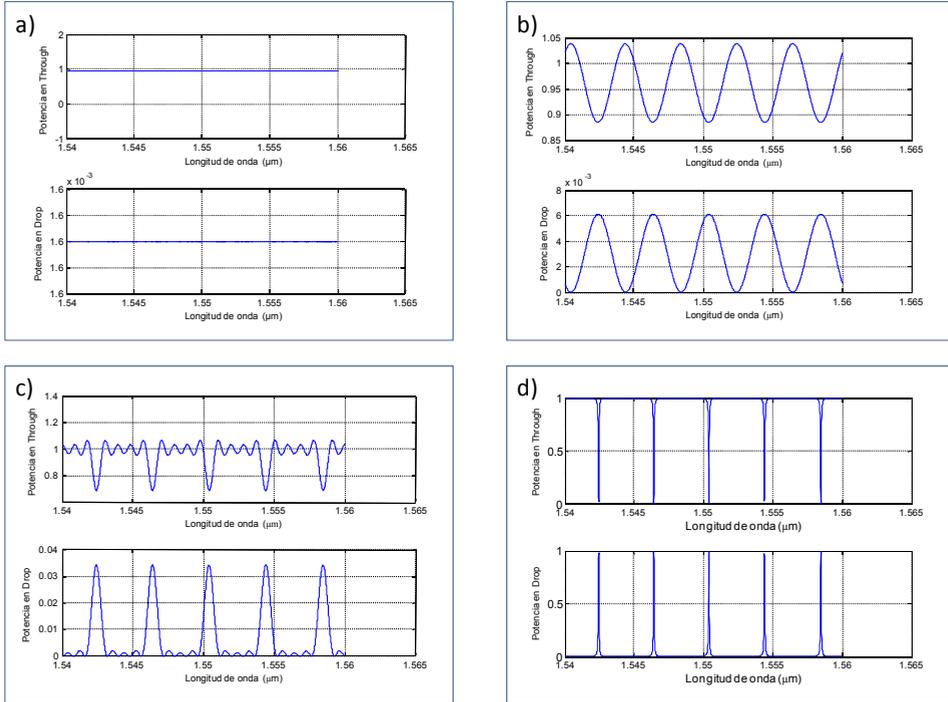


Figura 4.7: Espectros en los puertos *through* y *drop* para simulaciones con: 1 iteración (a), 2 iteraciones (b), 5 iteraciones (c) y 200 iteraciones (d).

Es interesante observar la fase que calcula este método cuando ya ha convergido al régimen estacionario. En la Figura 4.8(a) se observa cómo se anulan las portadoras ópticas resonantes en el puerto *through* y, por tanto, hay una discontinuidad en el desfase para estas longitudes de onda. Para las demás longitudes de onda no existe desfase en este puerto.

Por último en la Figura 4.8 podemos observar las portadoras ópticas que han resonado en el anillo con la máxima potencia (gracias al acoplo crítico). Además, hay que observar que el desfase entre las portadoras adyacentes es de 90° , que como veremos más adelante, es lo deseado para un dispositivo que se pretende diseñar.

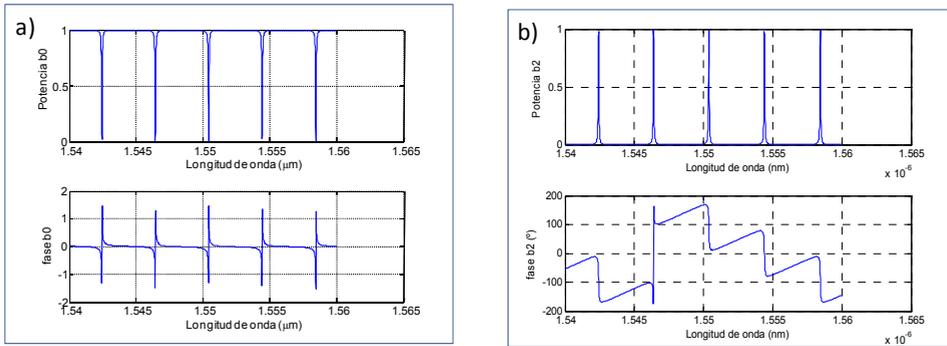


Figura 4.8: Potencia y fase una vez que converge el método en los puertos (a) *through* y (b) *drop* del anillo simulado.

2.5. Simulaciones de anillos resonantes

En este apartado se reportan las simulaciones tanto previas como posteriores a la fabricación que se han realizado para optimizar los parámetros de los anillos de cara a las aplicaciones que se desean implementar.

En primer lugar se han estudiado las pérdidas de curvatura de la guía ranurada vertical para ver el radio mínimo de curvatura que podemos utilizar para que las pérdidas por curvatura sean despreciables. Cuanto menores sean las pérdidas obtendremos resonadores de mayor Q, pero para tener menos pérdidas por curvatura necesitamos radios mayores y por lo tanto guías más largas con lo que aumentan las pérdidas de propagación (por fabricación) y el tamaño del dispositivo. Por lo tanto se debe llegar a un compromiso para tener un radio pequeño y unas pérdidas pequeñas incluso despreciables con respecto a las de propagación.

Como se puede observar en la Figura 4.9 las pérdidas por curvatura para una guía ranurada vertical simétrica, tienen un comportamiento exponencial y a partir de $15\mu\text{m}$ de radio las pérdidas son suficientemente pequeñas (<2 dB/cm) por lo que los dispositivos que se diseñen deberán tener ese radio de curvatura mínimo. Por otra parte, si se deseara o fuese necesario trabajar con radios menores existen métodos para diseñar la guía ranurada vertical de forma que se minimicen las pérdidas incluso para radios muy pequeños [And06, Cha07].

Como se comentaba al principio otro de los parámetros importante en los anillos resonantes es el gap o separación entre la guía y el anillo, del que se obtiene el coeficiente de acoplo, es decir la cantidad de potencia que se acopla desde la guía de entrada al anillo en función de la separación en el punto más cercano a la guía de entrada.

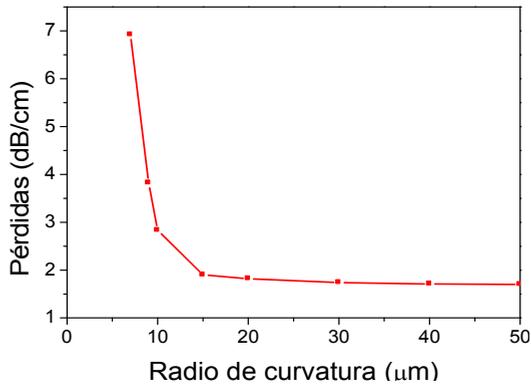


Figura 4.9: Pérdidas en dB/cm de la guía ranurada vertical simétrica ($h=400\text{nm}$; $w_s=120\text{nm}$; $w=200\text{nm}$) en función del radio de curvatura.

Para realizar estas medidas, basta con simular únicamente la región de acoplo entre guía y anillo. De esta manera, se reduce el tiempo de medida y se puede aumentar la resolución espacial. Se sitúan tres medidores de potencia, uno en la guía a la entrada de la región de acoplo, otro en la guía a la salida de la región y un tercer medidor de potencia en el anillo a la salida de la región de acoplo para conocer los valores de acoplo.

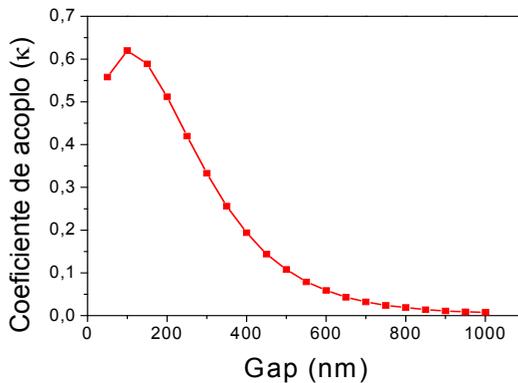


Figura 4.10: Coeficiente de acoplo de una guía ranurada vertical a un anillo en guía ranurada vertical para una longitud de onda $\lambda=1.55\mu\text{m}$.

En la Figura 4.10 podemos observar este parámetro. Vemos que si el gap es muy pequeño, inferior a 100nm (además no se puede conseguir esta resolución con DeepUV), se produce un comportamiento anómalo que en la realidad se debe a que las estructuras de alto contraste suelen dar problemas con el simulador. Se observa que valores más elevados se producen para gaps pequeños. Cuando menor es el coeficiente de acoplo más Q tiene el anillo pero es más difícil que acople y si tiene excesivas pérdidas el anillo no llega a resonar.

Por lo tanto dependiendo de las necesidades de acoplo que tengamos para nuestra aplicación vendremos a la gráfica de la figura 6.10 para ver qué gap debemos poner entre el anillo y la guía. De todos modos estas simulaciones son aproximaciones ya que el comportamiento real de los mismos variará respecto al estudiado.

2.5.1. Simulación de las tolerancias de fabricación

En el capítulo 2 se estudiaba si la variación de las dimensiones de la guía afectaba a los distintos parámetros de la misma y comprobar si el proceso de fabricación era bueno para el guiado en este caso se estudia cómo varían las propiedades de los anillos resonantes en función de las tolerancias de fabricación medidas.

TABLA 4.1: DIMENSIONES MÁXIMAS, MÍNIMAS Y MEDIAS DE LA ANCHURA DE LAS GUÍAS FABRICADAS

gap (nm)	P01	P02	P03	P04	P05	P06	P07	P08	P09
Máximo	203,7	203,8	187,8	212,5	212,3	211,1	212,1	211,4	209,6
Mínimo	187,4	185,4	180,6	192,5	191,2	190,8	190,4	191,1	191,6
Media	198	197,5	183,6	203,1	201,2	201,3	201,4	200,3	200,6

Al igual que en la tabla 2.5 se mostraban los valores de anchura de las guías también se midió la separación entre la guía y el anillo (gap) para las distintas muestras como se puede apreciar en la siguiente superior, siendo el gap diseñado de 200nm.

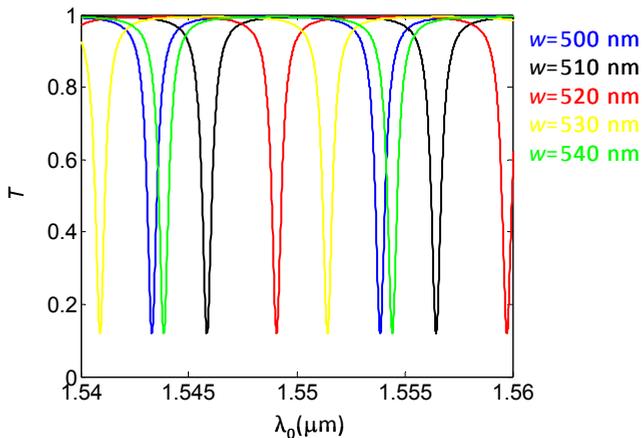


Figura 4.11: Transmisión de la guía de onda acoplada a un anillo resonante de $R=10\mu\text{m}$ para diferentes valores de ancho de guía de onda.

En las simulaciones asumimos que el *gap* entre la guía de onda y los anillos resonantes es constante ya de todos modos para una sintonización exacta

deberemos poner algún elemento externo para su sintonización. Por lo tanto, la variación del ancho de la guía modificará las resonancias de los anillos resonantes.

Lo que se desea es comparar las longitudes de onda de resonancia para cada ancho de guía de onda, por lo que se ha de fijar el radio de los anillos resonantes ($R=10\ \mu\text{m}$), así como los parámetros $k=0.95$ y $t=0.9$ (no se satisface la condición de acoplo crítico). La Figura 4.11 muestra la transmisión en función del ancho de la guía de onda. Se puede apreciar claramente que las resonancias se desplazan cuando el ancho de la guía de onda se modifica. La Figura 4.12 determina la posición de la resonancia central en función del ancho de la guía de onda. Empleando una medida lineal, se puede ver que aparece un desplazamiento en las resonancias de $0.28\ \text{nm}$ en cada nm de variación del ancho de la guía de onda. Esto significa que incluso con un control en el ancho de la guía de onda de $1\ \text{nm}$, la variación de la longitud de onda de resonancia requeriría un mecanismo de sincronización externo, sobre todo para aplicaciones en las que se empleen anillos resonantes. Si se consideraran otros parámetros (por ejemplo el *gap* entre la guía de onda y el anillo resonante o las pérdidas de la guía de onda), se podrían obtener mayores desfases.

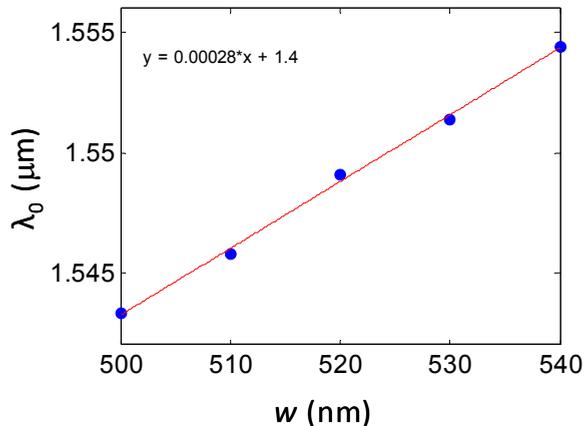


Figura 4.12: Posición de la resonancia central en función del ancho de la guía.

2.6. Medidas lineales de anillos resonantes

2.6.1. Caracterización del lote de muestras M178P

En la Figura 4.13 se pueden ver las muestras caracterizadas en este apartado que en este caso tan sólo tienen como estructura de acoplo (tanto a la entrada como a la salida) un taper en cuyo extremo tiene una guía de $3\ \mu\text{m}$. Por lo

tanto el montaje de caracterización empleado para la caracterización es para un acoplo horizontal o *butt-coupling* como el que se explica en el Anexo D.

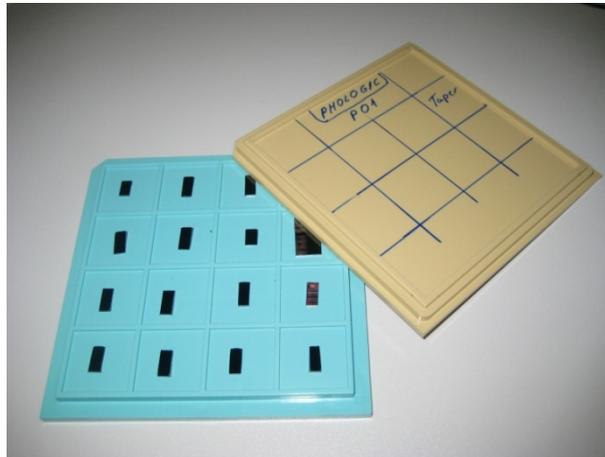


Figura 4.13: Ejemplo de muestras caracterizadas.

Se puede observar en las medidas realizadas (Figura 4.16-Figura 4.19) que existe mucho rizado ($>1\text{dB}$) en las medidas, este efecto puede enmascarar en parte los resultados ya que no podemos saber con exactitud el ER o la longitud de onda de resonancia del anillo. Esto se produce por el método de acoplo empleado, en el que hay una gran desadaptación entre el modo de la fibra y el de la guía ranurada tanto a la entrada como a la salida. Por lo tanto se producen unas reflexiones Fabry-Perot que son el rizado que observamos a la salida. Éstas son periódicas y su periodo depende de la longitud de la cavidad que se produce entre los distintos medios.

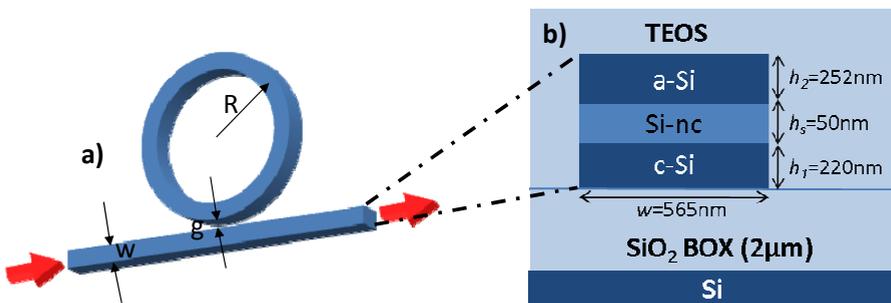


Figura 4.14: (a) Esquemático de la guía acoplada a un anillo resonante, R es el radio del anillo, g es el gap entre la guía y el anillo y w es la anchura de la guía. (b) Vista de la sección cortada de la guía ranurada horizontal usada en el dispositivo.

Las muestras contienen guías ranuradas horizontales (debido a las elevadas pérdidas de la configuración vertical) con anillos resonantes de distintos radios y

gaps. La Figura 4.14 representa esquemáticamente uno de los anillos empleados para realizar las medidas lineales, en concreto, se trata de una guía acoplada a un anillo resonante (RR) con los principales parámetros, como el radio del anillo (R), la distancia *gap* (g) entre la guía y el anillo y la anchura de la guía (W).

Al emplear dispositivos basados en la guía ranurada horizontal el campo se maximiza para la polarización TM, es decir, con el campo eléctrico paralelo al eje y . Por lo tanto las medidas se han realizado para esta polarización.

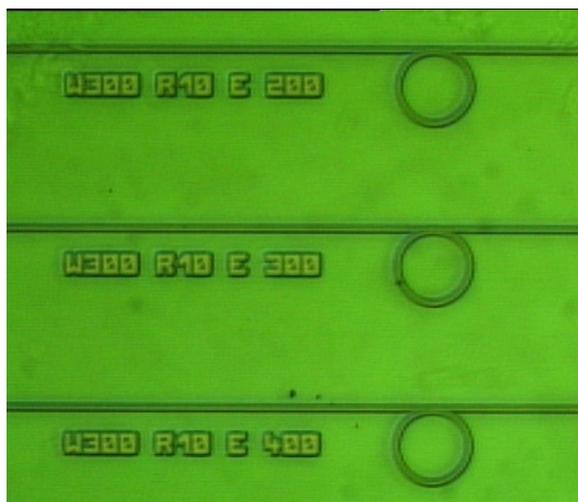


Figura 4.15: Imagen óptica de los distintos anillos caracterizados. Las siglas nos dicen las características de los mismos: W nos da la anchura de la guía, R el radio del anillo y E el gap entre la guía y el anillo.

El proceso de fabricación de las anteriores muestras ha sido llevado a cabo por CEA-LETI y podemos verlo ilustrado en [Jor07] y en el Anexo C. Las guías de onda fueron fabricadas en obleas SOI de 220 nm de silicio y un sustrato de SiO_2 de 2 μm , la capa de SiO_x fue depositada empleando la técnica LPCVD (muestras M178P-P01) o mediante la técnica PECVD (muestras M178P-P02). Las obleas fueron calentadas a 1000°C durante 3 minutos y 30 segundos en una atmósfera de N_2 y las paredes superiores de la estructura han sido cubiertas con silicio amorfo. Para el ataque se empleó litografía Deep-UV 193 y posteriormente se cubrió toda la oblea con SiO_2 .

La Tabla 4.2 incluye datos adicionales de las muestras ópticas empleadas.

TABLA 4.2: DESCRIPCIÓN DE LAS MUESTRAS

Etiqueta	Tipo de Guía	Método deposición / Grosor
M178P-P01	Guía ranurada	LPCVD / 50nm
M178P-P02	horizontal	PECVD / 50 nm

Los parámetros principales del anillo resonante son: el *gap* (g), el radio del anillo R y las pérdidas en el anillo [Dum04]. Con estos tres parámetros del anillo y la n_{eff} de la guía de onda, el anillo queda completamente caracterizado [Cue07].

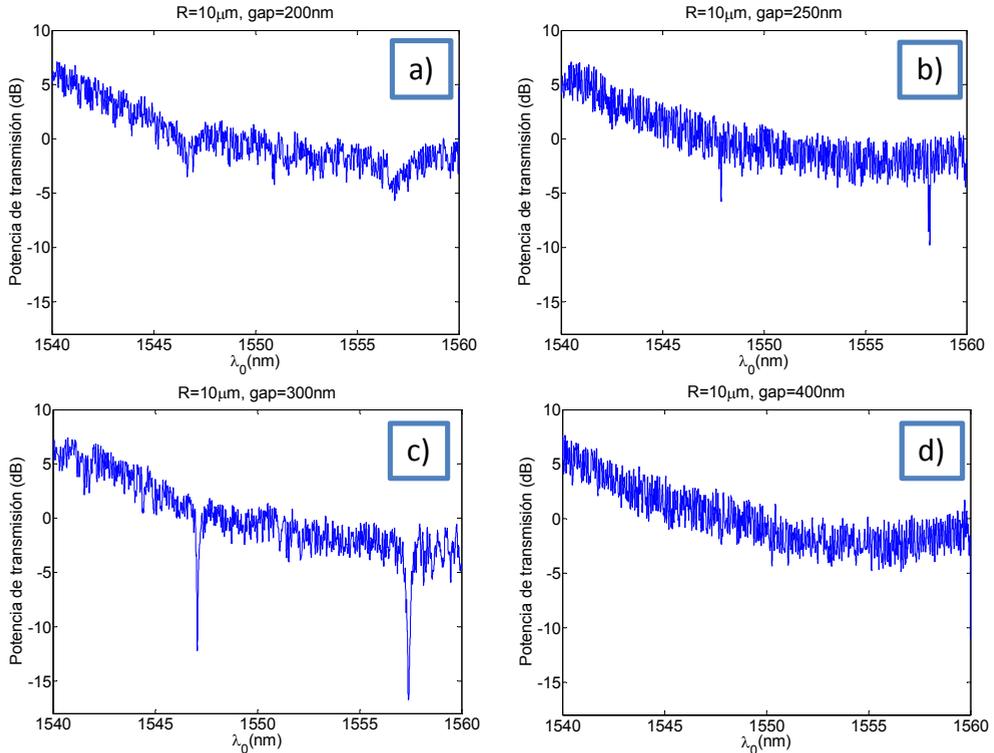


Figura 4.16: Espectros de transmisión de anillos resonantes de la muestra M178P-P01 con gaps de: (a) $g=200\text{nm}$; (b) $g=250\text{nm}$; (c) $g=300\text{nm}$; y (d) $g=400\text{nm}$ medidos en polarización TM.

En este apartado vamos a ver los resultados en función de los distintos parámetros antes mencionados de los anillos. Además se obtendrán distintos valores que utilizaremos como figuras de mérito a la hora de comparar los resultados de las distintas estructuras como son el factor de calidad $Q \approx \lambda_0 / \Delta\lambda_{FWHM}$ y el ratio de extinción $ER = 10 \cdot \log(P_{min}/P_{max})$, con $\Delta\lambda_{FWHM}$, que es la anchura de la resonancia a -3dB , P_{min} el valor mínimo de transmisión en resonancia y P_{max} el valor máximo de transmisión (fuera de resonancia). En la siguiente figura se pueden observar los anillos que se han medido.

2.6.1.1. Distancia gap

Los anillos han sido estudiados y caracterizados teniendo en cuenta la distancia entre la guía de onda y el anillo (el *gap*). Los resultados obtenidos se han normalizado con la respuesta espectral del láser, para poder observar la respuesta real del dispositivo caracterizado.

Se ha medido la potencia óptica transmitida a través de la guía de anchura $w=300$ nm, acoplada a un anillo de radio $R=10$ μm , mientras que el *gap* g varía, siendo éste 200, 250, 300 y 400 nm. Los resultados obtenidos podemos observarlos en la Figura 4.16.

Como se puede ver el ER cambia de un *gap* a otro como era de esperar, ya que al variar la distancia entre la guía y el anillo varía el coeficiente de acoplo y por lo tanto el valor de ER crece conforme el coeficiente de acoplo se acerca al valor óptimo para *acoplo crítico*. Las resonancias de los distintos anillos de la Figura 4.16 no coinciden aunque tengan el mismo radio. Esto se debe a que la longitud de los anillos no es exactamente la misma o como se veía en el apartado 2.5.1 porque la anchura de la guía que forma el anillo varía y por lo tanto también su índice efectivo.

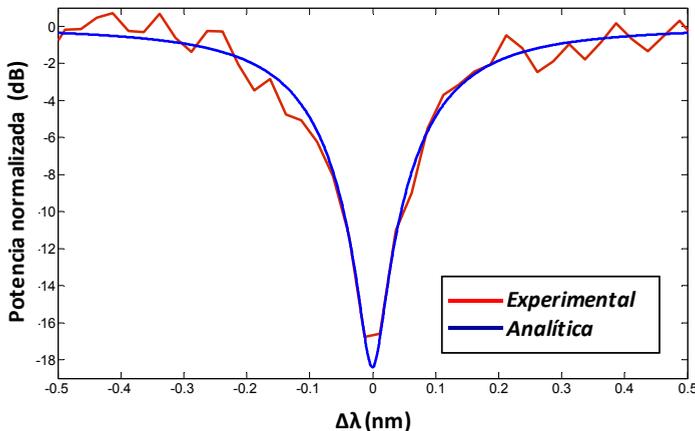


Figura 4.17: Función de transferencia medida de una resonancia para un anillo de $R=10\mu\text{m}$, $\text{gap}=300\text{nm}$, $\alpha=10\text{dB/cm}$ y ajuste de la respuesta teórica del mismo.

Para calcular el coeficiente de acoplo lo que se hace es ajustar la función de transferencia del anillo calculada teóricamente con la resonancia medida del anillo. Para un $\text{gap}=300\text{nm}$ (Figura 4.17) y tomando unas pérdidas de propagación de 10dB/cm [Dum04] el valor de acoplo que se obtiene es $k=0.235$, el cual está cerca del acoplo crítico ($k=0.264$). El anillo con $\text{gap}=200\text{nm}$ está sobre acoplado y

se puede observar una resonancia más ancha ya que la atenuación de propagación de la onda a través del anillo es menor que el campo que se acopla.

2.6.1.2. Radio del anillo resonante

Como hemos dicho anteriormente, otro parámetro importante de los anillos es el radio de estos (R). En la siguiente figura se pueden observar los espectros obtenidos en un rango de longitud de onda de 1540 a 1560 nm con un $gap=250$ nm. En esta figura podemos observar que se han caracterizado anillos de distintos valores de radio, siendo éste 10, 15, 20 y 40 μm .

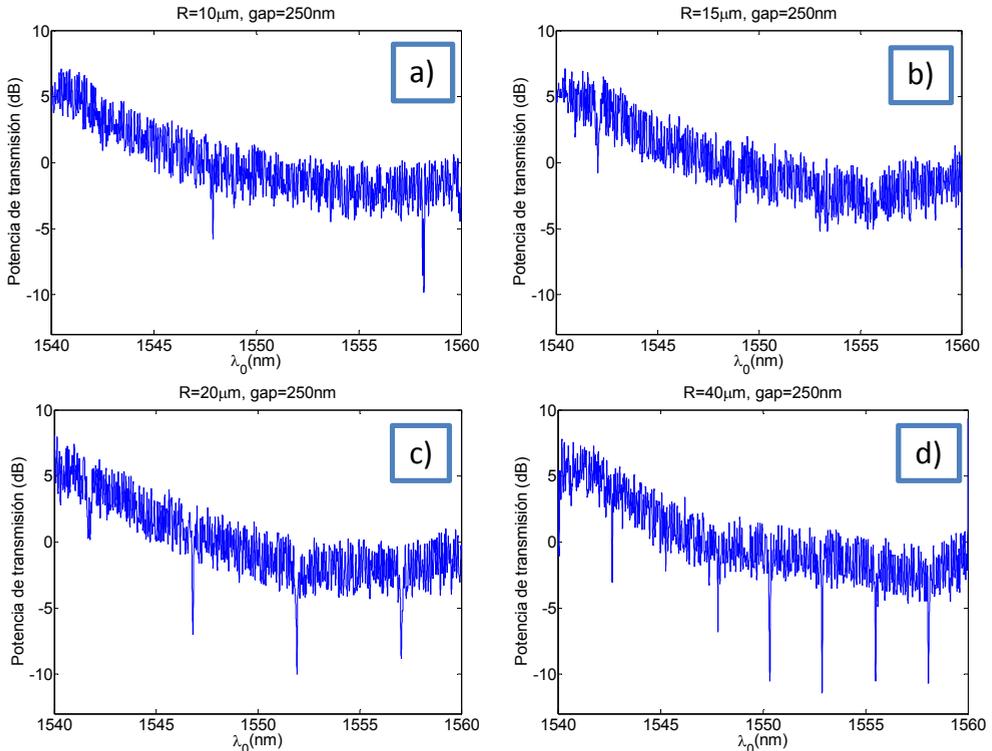


Figura 4.18: Espectros de transmisión de anillos resonantes con $gap=250$ nm, y radios: (a) $R=10\mu\text{m}$; (b) $R=15\mu\text{m}$; (c) $R=20\mu\text{m}$; y (d) $R=40\mu\text{m}$ de las muestras M178P-P02 para polarización TM.

TABLA 4.3: VALORES DE FSR PARA DISTINTOS RADIOS DEL ANILLO CON UN $GAP=250$ NM

Radio	FSR (nm)
$R=10\mu\text{m}$	10.2948
$R=15\mu\text{m}$	6.8123
$R=20\mu\text{m}$	5.1165
$R=40\mu\text{m}$	2.6174

Se puede observar que el FSR decrece conforme aumenta el radio del anillo como se espera a partir de las ecuaciones que rigen el comportamiento de éstos (4.2). En la siguiente tabla se muestra más claramente este efecto:

En la siguiente figura podemos ver con mayor detalle la resonancia que aparece entre $\lambda=1552$ nm y $\lambda=1554$ nm tras caracterizar el anillo de $R=40$ μm y $gap=250$ nm. Ésta tiene un ER de más de 10 dB.

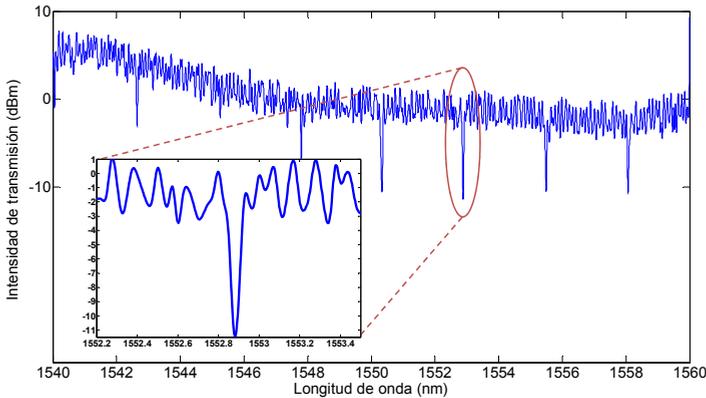


Figura 4.19: Espectro del anillo de $R=40\mu\text{m}$ y $gap=250\text{nm}$ para el modo TM de las muestras M178P-P02.

2.6.1.3. Factor de calidad

Se ha calculado el factor Q de varios anillos resonante. Para el caso de $R=20$ μm y $gap=200$ nm, se obtuvo $\lambda_{3\text{dB}} \approx 0.089$ nm (caída a -3dB) y $\lambda_0 \approx 1550.7$ nm (longitud de onda de resonancia). Con estos valores se obtiene un Q superior a 17000. Esto corresponde a un tiempo de vida de cavidad del fotón de $\tau_{\text{cav}} = \lambda_0^2 / (2\pi c \lambda_{3\text{dB}}) = 14.3$ ps, donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

Valores de Q del mismo orden en anillos fabricados en guía ranurada tan sólo se han publicado para estructuras fabricadas mediante litografía por cañón de electrones [Bae05-APL], proceso que tiene mucha más resolución pero no es adecuada para la fabricación en masa como la Deep-UV. Por tanto, dado que los valores de Q obtenidos utilizando el proceso Deep-UV son similares y son compatibles con la producción en masa CMOS, podemos afirmar que los resultados obtenidos son de gran relevancia.

2.6.2. Caracterización del lote de muestras M538P

En este lote se han fabricado muestras con distinta concentración de nanocristales de silicio pero siempre utilizando como método de deposición PECVD. Al igual que en las anteriores los diseños que presentaban estas muestras

están basados en guías ranuradas horizontales con anillos resonantes y en este caso también había MZI tanto simétricos como asimétricos cuya respuesta se expondrá más adelante. En la siguiente tabla se pueden ver las características principales de las muestras fabricadas en este lote:

TABLA 4.4: CARACTERÍSTICAS DE LAS MUESTRAS CARACTERIZADAS

Oblea	SiO _x	Annealing	w (nm)	w _s (nm)	n _s	h1 (nm)	h2 (nm)
P01	TEOS SiO ₂	600°C 1H N2	519	50	1.45	220	225
P02	8%	800°C 1H N2	514	50	1.55	220	225
P03	8%	1000°C 1H N2	536	50	1.55	220	225
P04	10%	600°C 1H N2	509	50	1.6	220	225
P05	10%	800°C 1H N2	510	50	1.6	220	225
P06	10%	1000°C 1H N2	510	50	1.6	220	225
P07	16%	600°C 1H N2	512	50	1.8	220	225
P08	16%	800°C 1H N2	512	50	1.8	220	225
P09	16%	1000°C 1H N2	512	50	1.8	220	225

Las muestras tienen distintas concentraciones de SiO_x. La P01 es una oblea de referencia que posee SiO₂ sin nanocristales.

Se han caracterizado todas las muestras de la Tabla 4.4. Las estructuras de estas muestras analizadas en este apartado son anillos resonantes con distintos *gaps* (150, 200, 250 y 300nm) y *radios* (R=10µm y R=20 µm). En este caso las muestras tienen como estructura de acoplo *grating couplers* por lo que el montaje utilizado para su caracterización es el del Anexo D. Al utilizar este método de acoplo el rizado que aparece en los espectros es mucho menor (Figura 4.20-Figura 4.21) ya que la desadaptación entre los modos es menor.

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras la caracterización de las muestras, excepto las muestras P08 y P09 que estaban dañadas y no se podían medir o presentaban elevadas pérdidas.

En la Figura 4.20 podemos observar los espectros de salida de una guía acoplada a un anillo de 10 µm y cuyos *gap* son 150, 200, 250 y 300 nm en la muestra P01 que sirve de referencia ya que no tiene Si-nc:

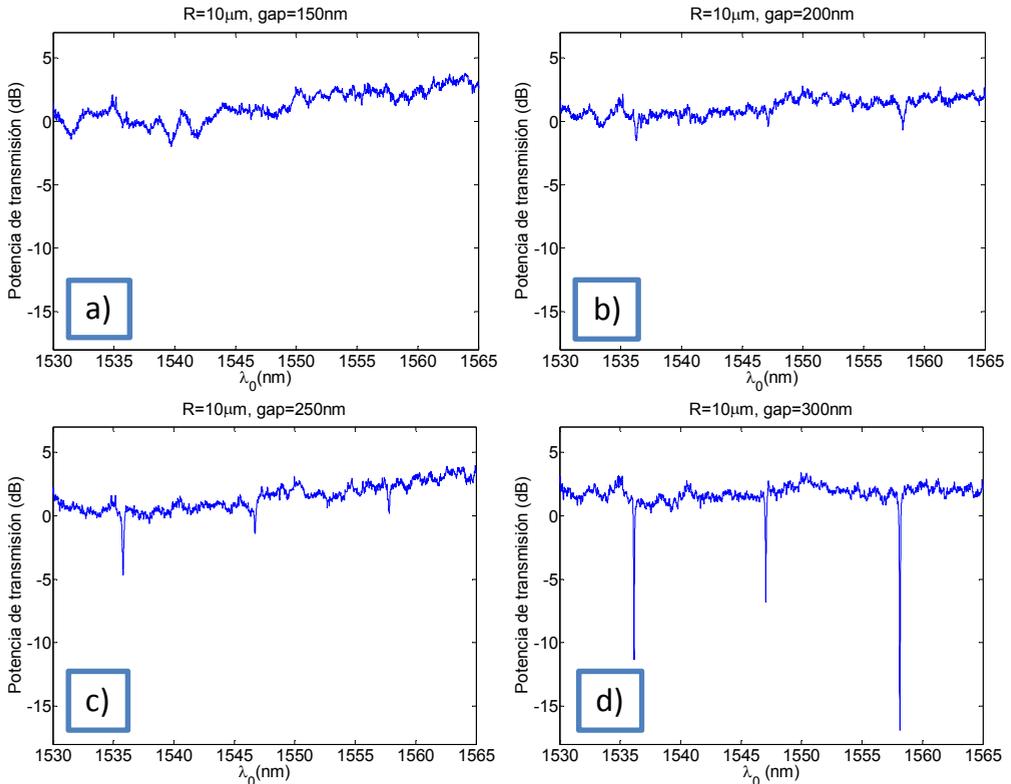


Figura 4.20: Espectro de transmisión de la muestra P01 para anillos resonantes de $R=10\mu\text{m}$ y (a) $\text{gap}=150\text{nm}$, (b) $\text{gap}=200\text{nm}$, (c) $\text{gap}=250\text{nm}$ y (d) $\text{gap}=300\text{nm}$.

En las anteriores gráficas se puede observar que el anillo que mayor ER presenta es el de $\text{gap}=300\text{nm}$ (por lo tanto el más cercano al acoplo crítico), mientras que para gaps menores las resonancias tienen un menor ER por lo que deben estar sobreacoplados. Cabe destacar que en el caso del anillo cuyo $\text{gap}=150\text{nm}$ no se observan resonancias.

En la Figura 4.21 se observan los espectros obtenidos con un anillo resonante de $R=20\mu\text{m}$ y los gaps anteriores:

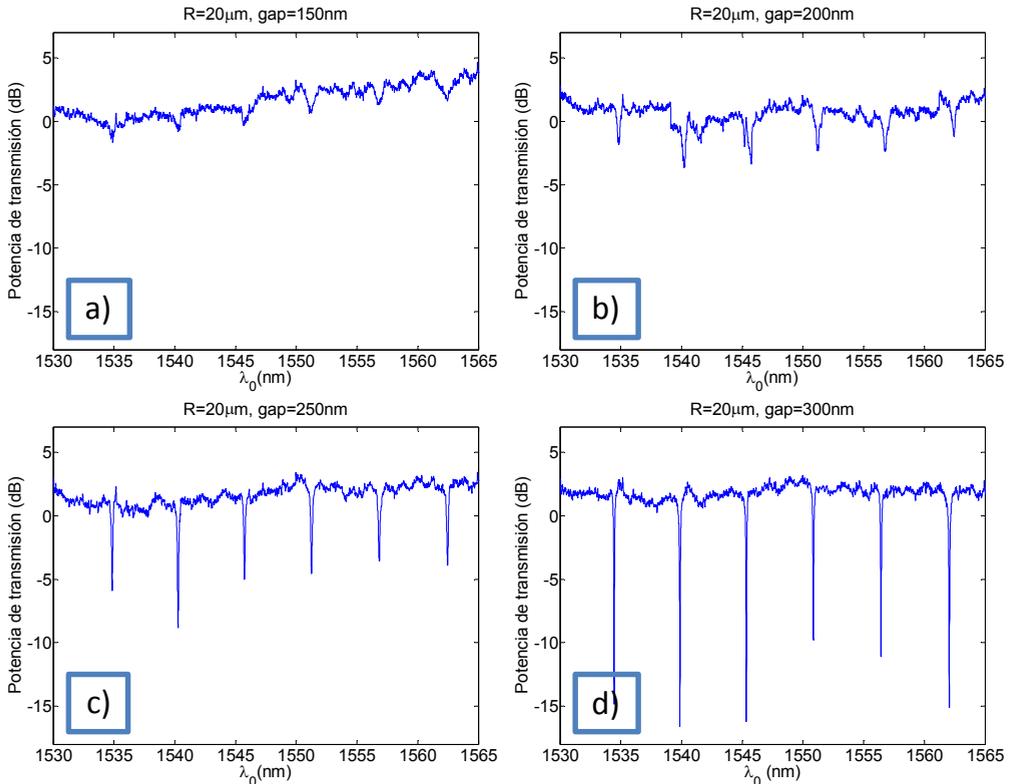


Figura 4.21: Espectro de transmisión de la muestra P01 para anillos resonantes de $R=20\mu\text{m}$ y (a) $\text{gap}=150\text{nm}$, (b) $\text{gap}=200\text{nm}$, (c) $\text{gap}=250\text{nm}$ y (d) $\text{gap}=300\text{nm}$.

En este caso lo primero que se observa que el FSR disminuye más o menos a la mitad como se esperaba al duplicar el tamaño del radio (4.2). Además el comportamiento con el *gap* es similar, ya que el mayor ER se produce para un $\text{gap}=300\text{nm}$ aunque en este caso sí que aparecen resonancias en todos los casos.

2.6.3. Resultados y cálculos

2.6.3.1. Factor de calidad (Q) y Relación de Extinción (ER)

En las Tabla 4.6 y Tabla 4.7 se puede ver un resumen del factor de calidad y la relación de extinción de las medidas realizadas en las distintas muestras. Cabe destacar que el mayor valor de Q y de ER coincide en estas medidas para un gap de 300nm en todas las muestras, lo que indica (sobre todo del ER) que con ese gap se está cerca del acoplo crítico que es lo que se busca.

Interesa que tanto el valor de Q como del ER sea elevado para poder detectar con facilidad la conmutación. Un elevado Q significa que la resonancia es muy estrecha y un pequeño desplazamiento produce una gran variación en el valor de salida. Por otra parte un gran ER hace que la variación entre el valor mínimo y el máximo sea grande y por tanto sea más fácil de detectar.

TABLA 4.5: FACTOR DE CALIDAD (Q) DE LAS DISTINTAS MUESTRAS CARACTERIZADAS

Q	P01	P02	P03	P04	P05	P06	P07
R=10µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
R=10µm/Gap=200nm	5384	8800	-----	-----	-----	-----	4765
R=10µm/Gap=250nm	8642	12604	-----	-----	12396	-----	9433
R=10µm/Gap=300nm	12444	19769	24627	16718	17224	17493	15633
R=20µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----	2613	-----	-----
R=20µm/Gap=200nm	4950	6498	5131	6584	5842	5951	6807
R=20µm/Gap=250nm	8897	9645	8310	9237	8702	9951	12260
R=20µm/Gap=300nm	11890	17569	12438	13572	12879	11956	17509

A raíz de los resultados se puede concluir que el anillo que se va a emplear para la caracterización del conmutador todo óptico será el de R=20µm y gap=300nm o incluso gap=250nm que son los que tienen mejores propiedades.

TABLA 4.6: RELACIÓN DE EXTINCIÓN (ER) DE LAS DISTINTAS MUESTRAS CARACTERIZADAS

ER (dB)	P01	P02	P03	P04	P05	P06	P07
R=10µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
R=10µm/Gap=200nm	1.54	4.07	-----	-----	-----	-----	1.89
R=10µm/Gap=250nm	3.56	4.88	-----	-----	7.50	-----	7.29
R=10µm/Gap=300nm	10.34	5.98	4.98	9	8.77	5.28	15.55
R=20µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----	3.1	-----	-----
R=20µm/Gap=200nm	3.62	2.95	4.03	5.61	6.77	3.48	5.28
R=20µm/Gap=250nm	8.37	8.19	13.66	7.96	14.03	7.09	9.89
R=20µm/Gap=300nm	18.07	15.09	13.60	17.34	14.99	16.53	13.76

2.6.3.2. FSR (Free Spectral Range)

En la Tabla 4.7 se ha obtenido la separación entre las resonancias (FSR) de los anillos resonantes para las muestras del apartado anterior.

El principal efecto que se puede extraer de esta tabla es que, como era de esperar, el FSR es inversamente proporcional al radio del anillo, por lo tanto al duplicar el tamaño de éste el FSR se divide por dos. Respecto al efecto de la

concentración de nanocristales al igual que en el apartado anterior no hay nada reseñable ya que ambos parámetros están relacionados.

TABLA 4.7: FSR DE LAS DISTINTAS MUESTRAS CARACTERIZADAS

FSR (nm)	P01	P02(8%)	P06	P07
R=10µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----
R=10µm/Gap=200nm	10.9692	10.6085	10.7556	10.7404
R=10µm/Gap=250nm	11.0175	10.5882	10.7404	10.7860
R=10µm/Gap=300nm	10.9057	10.5680	10.7708	10.7405
R=20µm/Gap=150nm	5.5020	5.3225	5.3489	7.1907
R=20µm/Gap=200nm	5.5091	4.3103	5.3793	5.4310
R=20µm/Gap=250nm	5.4949	5.2941	5.3854	5.4234
R=20µm/Gap=300nm	5.5020	5.0372	5.3793	5.4158

2.6.3.3. Cálculo del índice de grupo

Tras la caracterización de todas las muestras se ha calculado el índice de grupo en las muestras con distintas concentraciones de nanocristales de silicio que mejor aspecto tenían las resonancias que son P01 (0%), P02 (8%), P06 (10%) y P07 (16%).

En la Tabla 4.8 se puede observar el índice de grupo calculado a partir del FSR de los anillos resonantes para las distintas concentraciones de SiO_x. Se puede observar que los valores obtenidos son próximos al valor teórico que es de $n_g=3.6$.

TABLA 4.8: ÍNDICE DE GRUPO DE LAS DISTINTAS MUESTRAS CARACTERIZADAS

n_g	P01	P02(8%)	P06	P07
R=10µm/Gap=150nm	-----	-----	-----	-----
R=10µm/Gap=200nm	3.4595	3.3528	-----	3.5888
R=10µm/Gap=250nm	3.4621	3.5864	3.5581	3.5734
R=10µm/Gap=300nm	3.4699	3.5768	3.5464	3.5741
R=20µm/Gap=150nm	3.4330	3.6115	3.5259	3.5802
R=20µm/Gap=200nm	3.4606	3.5790	3.5978	3.5904
R=20µm/Gap=250nm	3.4708	3.5846	3.5563	3.5774
R=20µm/Gap=300nm	3.4681	3.5765	3.5363	3.5759

Cabe destacar que no se ha encontrado ninguna relación clara entre la concentración de nanocristales y el índice de grupo de las guías, ya que aunque en el caso de SiO₂ el índice es el menor de todos, del resto hay muestras con mayores concentraciones que presentan un índice incluso menor que otras con menor

concentración. La causa es que la resolución que se tiene de las resonancias no es muy grande y la variación del índice es menor que el error del proceso.

2.7. Modulador vectorial basado en anillos resonantes

En este apartado se va a modelar y caracterizar un desfaseador de 90° basado en anillos resonantes como elemento clave de un modulador vectorial. Este trabajo se enmarca dentro del proyecto europeo IPHOBAC (*Integrated Photonic mm-Wave Functions For Broadband Connectivity*) que tiene como objetivo general el crear sistemas y aplicaciones para comunicaciones *wireless* de banda ultra ancha con dispositivos fotónicos. En el NTC se trabaja en el diseño y ensamblado de un modulador/demodulador vectorial fotónico para QPSK/QAM a 10Gb/s. Dentro de este modulador/demodulador se necesita un desfaseador integrado de 90° que es el objetivo de este apartado.

El motivo para trabajar en este proyecto es aprovechar la sinergia de la tesis en anillos resonantes, y por lo tanto reciclar los conocimientos para el modelado y caracterización del mismo.

2.7.1. Antecedentes: El modulador/demodulador vectorial fotónico

2.7.1.1. Especificaciones de IPHOBAC

EL Centro de Tecnología Nanofotónica de la UPV propone la implementación de un modulador (PVM) y demodulador (PVdM) vectorial fotónico cuya arquitectura se basa en la modulación directa de los láseres. La innovación que se presenta en su diseño es la supresión del elemento dispersivo usado tradicionalmente como desfaseador, ya que se necesitan unos 500 metros de fibra dispersiva y resulta un sistema muy voluminoso, e introducir en su lugar un circuito nanofotónico capaz de introducir un desfase entre portadoras ópticas de 90° y cuyas dimensiones sean de unos pocos micrómetros. El circuito nanofotónico se va a implementar en tecnología SOI y va a estar basado en un anillo resonante.

Las especificaciones que debe cumplir el sistema son:

- Velocidad de datos a 10Gbit/s.
- Soportar modulaciones QPSK y QAM.
- FSR de 500GHz.
- Separación entre portadora óptica y datos de 40GHz, 60GHz y 80GHz
- Desfase entre portadoras ópticas de $90 \pm 5^\circ$.

- Implementación del desfasador con guías monomodo.

Estas especificaciones se tendrán en cuenta en posteriores apartados para realizar un diseño óptico del circuito nanofotónico y sea válido para el proyecto europeo IPHOBAC.

2.7.1.2. Principio de funcionamiento del desfasador de 90°

El principal objetivo de este circuito nanofotónico es el de separar cada portadora óptica de sus datos ya modulados e introducir un desfase relativo entre ellas de 90°. Posteriormente a este desfase, cada portadora debe volver a situarse entre los datos que soportaba para que estos puedan ser fotodetectados y transmitidos correctamente.

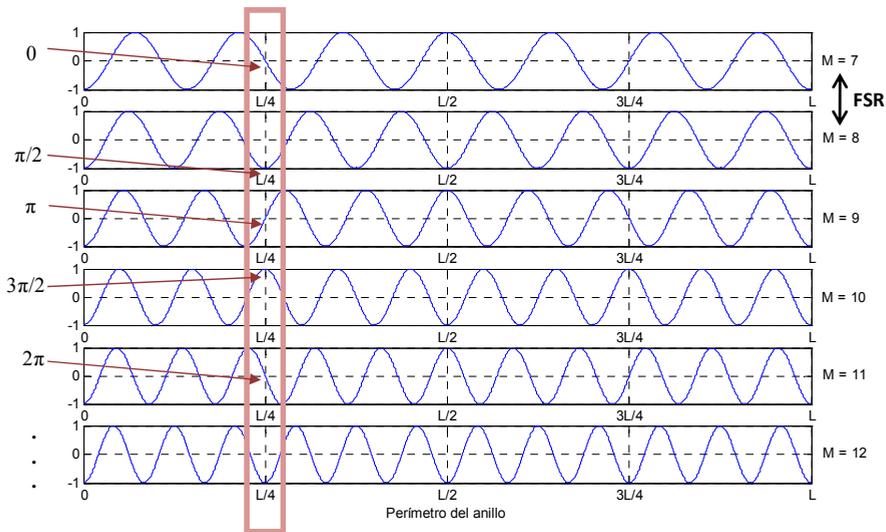


Figura 4.22: Desfase entre las distintas longitudes de onda que resuenan en el anillo en función de la posición. $L = 2\pi R$, donde R es el radio del anillo.

En el subapartado 4.2.1 se ha descrito el funcionamiento de un anillo resonante acoplado a una guía óptica. Profundizando en el estudio de algunos de los modos que resuenan en el anillo y representado éstos en función de la distancia que recorren en el anillo (Figura 4.22), se puede extraer una idea básica y fundamental para implementar y comprender el funcionamiento del desfasador.

En la Figura 4.22 se aprecia que cuando las portadoras ópticas recorren un cuarto de la longitud del anillo, cada una sufre un desfase de 90° con respecto a los modos inmediatamente superior e inferior.

De este análisis se concluye que, extrayendo la señal óptica en un cuarto de vuelta del anillo, se obtienen las longitudes de onda que resuenan en el anillo con un desfase relativo entre ellas de 90° . Por lo tanto, la situación de los puntos de acoplo del anillo con las guías fotónicas estarán situados del modo representado en la Figura 4.23.

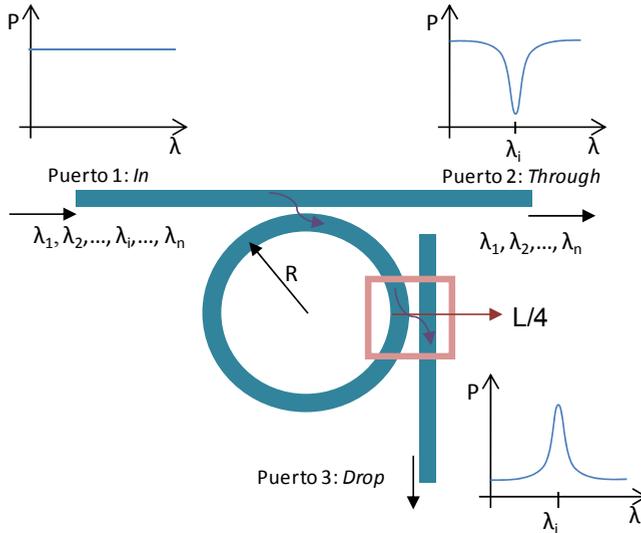


Figura 4.23: Posición de las guías ópticas con respecto al anillo para la implementación del desfaseador de 90° .

Situando las guías de la forma que se describe en la Figura 4.23 se eliminan las portadoras ópticas en el puerto *through* y se extraen por el puerto *drop* con el desplazamiento de fase de 90° . Una vez obtenido el desfase deseado, se unen los puertos *through* y *drop* con el objetivo de obtener una única señal óptica para juntar las portadoras y los datos modulados. De esta manera, el diseño del desfaseador óptico tendrá que hacerse de manera parecida a la arquitectura de la Figura 4.24. En próximos apartados se hará un estudio exhaustivo del diseño de la arquitectura definitiva.

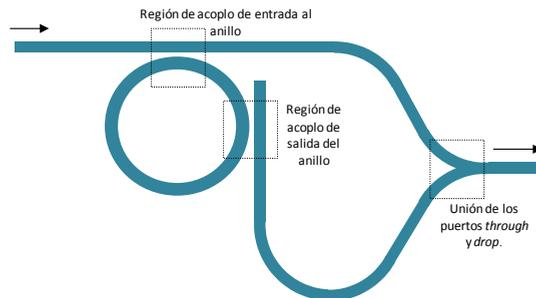


Figura 4.24: Prototipo de arquitectura del desfaseador de 90° .

2.7.1.3. Modulador vectorial fotónico

Una vez obtenida la idea principal del desfaseador, se procede a mostrar cómo se integraría con el resto de los componentes para formar el modulador (Figura 4.25a) y el demodulador (Figura 4.25b) vectorial fotónico.

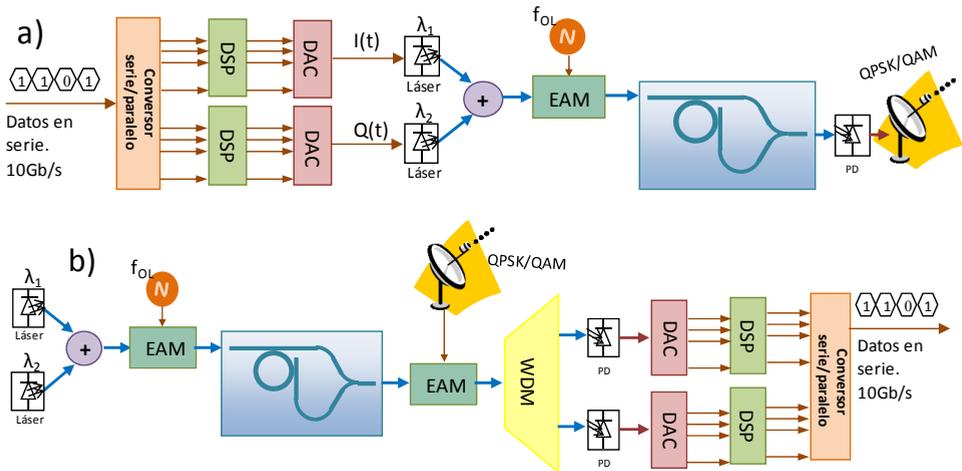


Figura 4.25: Esquema del modulador a) y demodulador b) vectorial fotónico.

A la entrada del modulador de la Figura 4.25(a) se tiene una señal digital que transporta datos a 10 Gbps. El primer proceso que sufre esta señal es la conversión de los datos serie a paralelo y se procesan la parte alta (MSB) y la parte baja (LSB) por separado, de manera que se generan dos flujos de datos de 5 Gbps. A continuación se realiza la conversión de digital a analógico obteniendo las señales $I(t)$ y $Q(t)$. La señal $I(t)$ es la que, posteriormente, se transmitirá en fase y $Q(t)$ en cuadratura. Ambas señales modulan directamente a sendos láseres sintonizados en dos longitudes de onda que, se sabe, resuenan en el anillo. Ambas portadoras ópticas se combinan y, posteriormente, se aplica una modulación de doble banda lateral (DSB) con un modulador de electro-absorción (EAM). El EAM recibe la señal eléctrica proveniente de un oscilador local con una frecuencia de funcionamiento $f_{OL} = \Delta f = 40 \text{ GHz}$. De esta manera, se consigue separar los datos de la portadora óptica, de forma que cuando, la señal óptica, se introduzca en el circuito nanofotónico, se filtre y se desfase la portadora únicamente y no los datos. En la Figura 4.26 se ilustra toda la transformación espectral que sufre la señal óptica en el circuito nanofotónico.

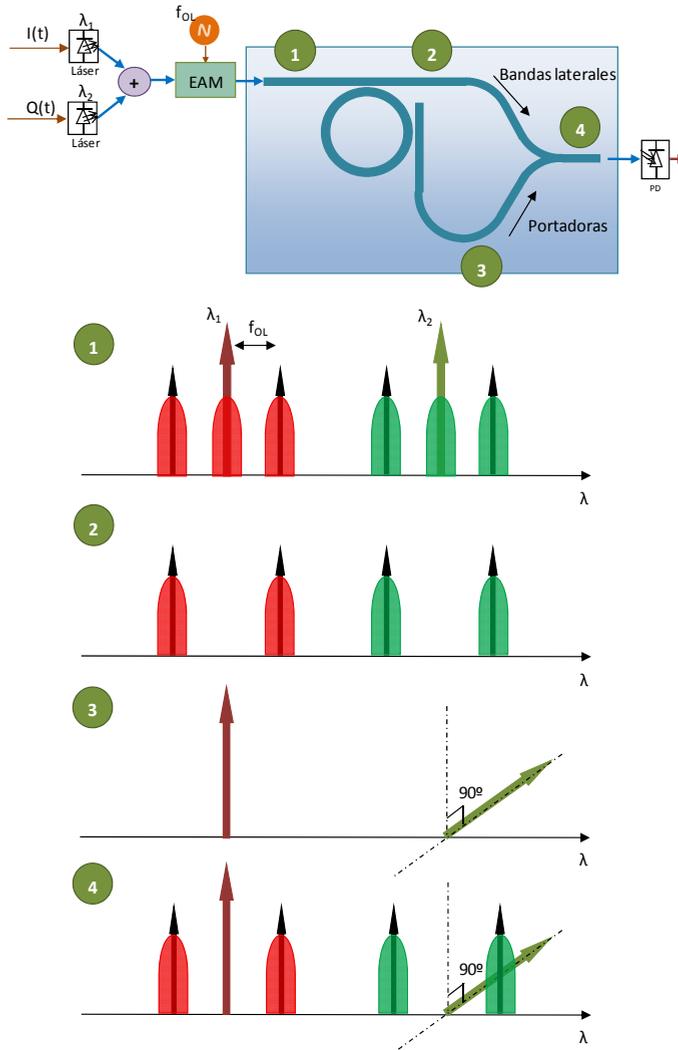


Figura 4.26: Análisis espectral en el desfasador de 90°.

En el punto 1 de la ilustración anterior se puede observar como las dos portadoras ópticas (λ_1 y λ_2) están moduladas con doble banda lateral, a la frecuencia del oscilador local. A continuación, únicamente las portadoras se introducen en el anillo, ya que cumplen la condición de resonancia. Por ello, en el punto 2, éstas desaparecen y solo permanecen los datos en las bandas laterales. Las portadoras ópticas se extraen del anillo por la rama inferior y en un cuarto de vuelta de éste. Así pues en el punto 3 se encuentra un desfase relativo entre portadoras de 90°. Posteriormente se combinan las dos señales ópticas (rama superior e inferior), de manera que cada portadora vuelve con sus datos, pero

esta vez con el desfase necesario para la modulación vectorial correspondiente. Finalmente se extrae la señal óptica del chip, se fotodetecta y se radia por una antena para transmitir los datos en un entorno wireless.

En el caso del demodulador (Figura 4.25(b)), el proceso es el inverso, sólo que esta vez, el circuito nanofotónico desfasa las portadoras ópticas 90° pero sin transportar ningún dato modulado. De esta manera, las dos portadoras están desfasadas de la misma forma que en el modulador y en el segundo EAM se combinan la señal eléctrica que contiene la modulación vectorial, proveniente de la antena, con la óptica. A la salida del EAM la señal es demultiplexada con el WDM (del inglés *Wavelength Division Multiplexing*, multiplexación por división de longitud de onda) y cada portadora óptica es fotodetectada. La señal eléctrica a la salida de los fotodetectores es procesada para obtener de nuevo los datos en serie a una tasa de 10 Gbps.

2.7.2. Modelado y simulaciones

Ahora ya se sabe porqué utilizamos para el estudio de los anillos en el apartado 2.4 esa estructura de anillos resonantes, con el puerto *drop* a 90° . Como se mencionaba en dicho apartado el análisis temporal de los anillos nos ayudaba a entender su funcionamiento pero era lento ya que necesitaba muchas iteraciones. Sin embargo en la Figura 4.8(b) ya se puede observar que en el puerto *drop* para dos resonancias consecutivas existe un desfase de 90° .

En este caso el desfasador no se va a construir con la guía ranurada que ya habíamos estudiado, sino que la guía será de silicio fabricada mediante tecnología SOI, por lo tanto las simulaciones de los *gaps* que teníamos realizados anteriormente no nos servirán.

2.7.2.1. Simulación de los gaps

Lo que se pretende es relacionar la constante de acoplo del anillo a la separación entre el anillo y la guía (*gap*), para después poder modelar la estructura y seleccionar los valores de *gap* en función de la constante de acoplo.

Para realizar estas medidas, basta con simular únicamente la región de acoplo entre guía y anillo. De esta manera, se reduce el tiempo de medida y se puede aumentar la resolución espacial. Además, se sitúan tres medidores de potencia, uno en la guía a la entrada de la región de acoplo (curva verde), otro en la guía a la salida de la región (curva azul) y un tercer medidor de potencia en el anillo a la salida de la región de acoplo (curva roja).

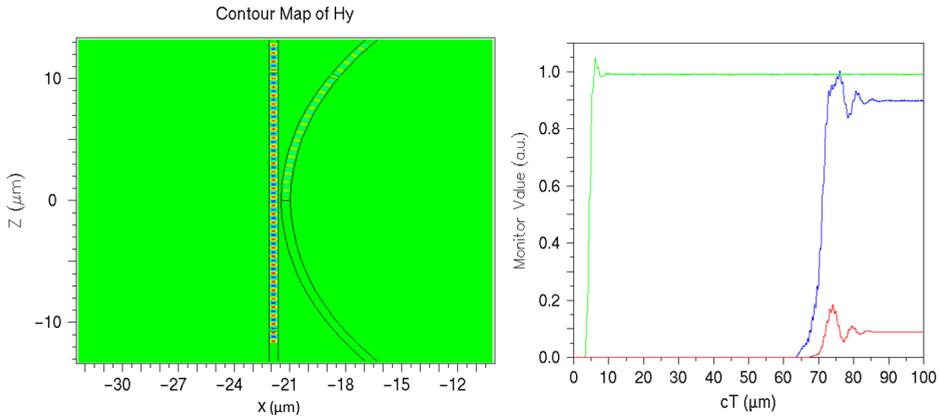


Figura 4.27: Simulación para el gap de 150nm. A la izquierda se representa la densidad de potencia que atraviesa la guía y el anillo. A la derecha, la potencia monitorizada en la entrada de la región de acoplo (verde) y a la salida de ésta por la guía (azul) y por el anillo (rojo).

Las simulaciones se han realizado con FDTD. El anillo simulado tiene un radio exacto de $R=21.2210\mu\text{m}$. En cada medida (Figura 4.27) se muestra la simulación de la región de acoplo, donde se puede apreciar la densidad de potencia que viaja a través de la guía y anillo, una gráfica de la potencia medida por los diferentes medidores de potencia en función del espacio recorrido por la luz y, por último, se extrae el factor de acoplo. La potencia dada por los medidores está normalizada. Hay que tener en cuenta que la potencia se inyecta por la parte inferior de la guía. Con las ecuaciones siguientes se han obtenido las relaciones de la de la Figura 4.28 y la Tabla 4.9 :

$$k = i * \sqrt{\frac{P_{Ring}}{P_e}} \quad t = \sqrt{\frac{P_{th}}{P_e}} \quad (4.12)$$

$$|k|^2 + |t|^2 = 1$$

También se ha simulado el circuito para analizar su respuesta en función de la longitud de onda y observar las resonancias. Para ello se debe introducir un pulso por la guía onda y hacer una simulación muy larga en el tiempo, ya que el programa calculará la FFT (del inglés Transformada de Fourier Rápida) y, cuanto mayor sea el tiempo de simulación, mayor será la resolución en el dominio frecuencial.

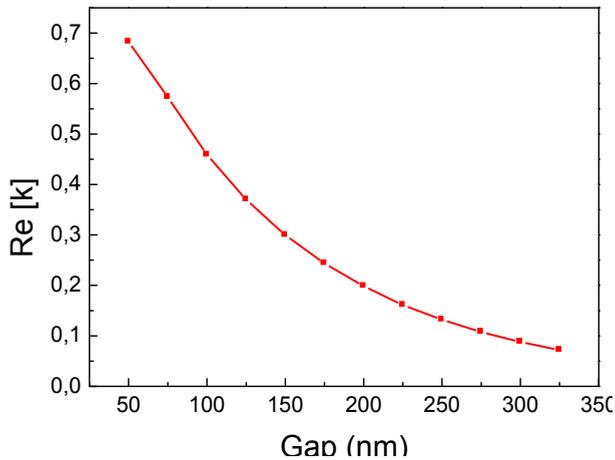


Figura 4.28: Variación de la constante de acoplamiento en función del gap para un anillo de $R \approx 22 \mu\text{m}$.

De esta manera, para diseñar el *gap* que imponga la condición de acoplamiento crítico hay que tener en cuenta las pérdidas que introduce el anillo. Para la guía de altura $h = 250\text{nm}$ y anchura $w = 500\text{nm}$, con un radio de $21\mu\text{m}$, las pérdidas son de unos 10dB/cm . Sabiendo este dato y aplicando la condición de acoplamiento crítico se obtiene un valor de $|t| = 0.9698$.

TABLA 4.9: CARACTERIZACIÓN DE LA CONSTANTE DE ACOPLAMIENTO EN FUNCIÓN DEL GAP PARA UN ANILLO DE $R \approx 22 \mu\text{m}$

Gap (nm)	Factor de Acoplamiento (k)	Factor de transmisión (t)
50	0.6828	0.7198
75	0.5727	0.8133
100	0.4588	0.8846
125	0.3699	0.9264
150	0.2995	0.9519
175	0.2436	0.9685
200	0.1984	0.9794
225	0.1609	0.9858
250	0.1321	0.99046
275	0.1076	0.9934
300	0.0879	0.9954
325	0.0717	0.9967

A partir de la información proporcionada por la Tabla 4.9 escogemos el *gap* cuyo factor de transmisión se aproxima más al calculado. En este caso, el *gap* aproximado es de 175nm ($t = 0.9685$).

Realizando la simulación de este filtro Notch, se obtiene la siguiente respuesta de potencia (normalizada) en función de la longitud de onda (Figura 4.29).

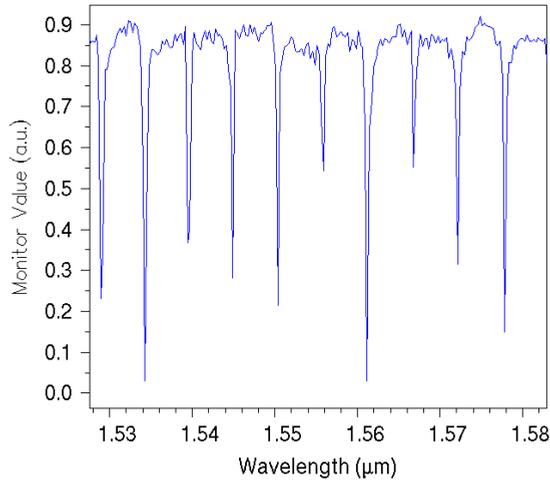


Figura 4.29: Variación de la constante de acoplo en función del *gap* para un anillo de $R \approx 22 \mu\text{m}$.

El FSR obtenido es de 5.5nm para un radio de $21 \mu\text{m}$. Hay que indicar, que las resonancias no caen hasta el 0, ya que se ha tomado un valor aproximado del *gap* y se podría haber aumentado la resolución a costa de aumentar el tiempo de simulación.

2.7.2.2. Modelado del desfasador de 90°

Se ha realizado un algoritmo que implementa el método CROW (Anexo A) y con el cual se puede simular el comportamiento teórico del anillo de manera eficiente. Con estas simulaciones se puede aproximar el radio del anillo para que cumpla con el FSR especificado en IPHOBAC (500 GHz). El algoritmo se ha programado de manera que le introducimos la constante de acoplo del primer punto de acoplo al anillo y las pérdidas (en dB/cm) del anillo. De esta forma, el algoritmo calcula la segunda constante de acoplo para que se cumpla la condición de acoplo crítico. Para todas las simulaciones hemos considerado un índice efectivo de 2.5, ya que es el valor que se ha obtenido en estudios anteriores realizados en el NTC con unas dimensiones de guías con las que se fabricará.

El índice de grupo solamente se puede hallar de las medidas que se realicen en el laboratorio una vez se tenga una primera muestra fabricada, comparando el FSR teórico con el medido. Por tanto, despreciaremos la dependencia del índice efectivo con la longitud de onda y aproximaremos el índice de grupo al efectivo.

Para el caso ideal en que las guías no tengan pérdidas ($\alpha = 0\text{dB/cm}$) y suponiendo una primera constante de acoplo $k_1 = k_2 = i0.2$ y $n_{\text{eff}} = n_g = 2.5$, la respuesta del desfasador de 90° en el puerto *drop* es:

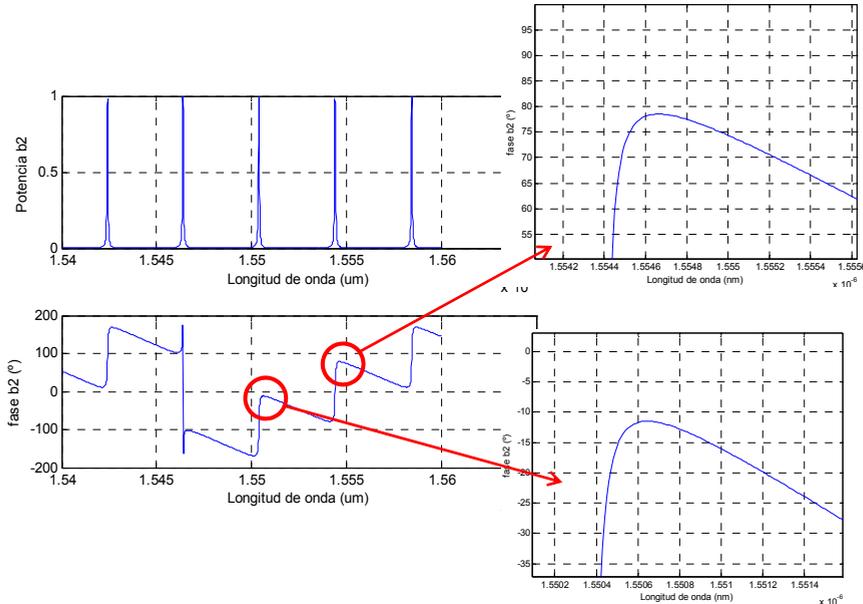


Figura 4.30: Distribución de potencia y fase en el puerto *drop*. Detalle del desfase de 90° .

Si se aumentan un poco las pérdidas que introduciría el anillo se observa que la constante de acoplo de salida disminuye respecto a la de entrada para que exista acoplo crítico y además se produce una disminución de potencia en el puerto *drop*.

Considerando unas pérdidas de propagación de 10dB/cm y teniendo en cuenta que se ha comprobado que las pérdidas por curvatura se pueden despreciar para curvaturas de radio mayor a $10\ \mu\text{m}$. En el caso del desfasador, las pérdidas que tiene el anillo se pueden asumir de unos $10\ \text{dB/cm}$, ya que el radio de éste será mucho mayor de $10\ \mu\text{m}$ y, por tanto, se desprecia las pérdidas por curvatura.

Al simularse con una constante de acoplo de entrada $k_1 = i0.2$ y unas pérdidas $\alpha = 10\ \text{dB/cm}$, el algoritmo calcula una constante de acoplo de salida de $k_2 = -i0.1206$. Este valor no puede ser negativo, por lo que no podemos implementar físicamente nuestro desfasador con esos valores para obtener acoplo crítico. La solución es aumentar k_1 hasta que nos devuelva un valor k_2 positivo. A partir de $k_1 = i0.24$ el valor de k_2 , para que se cumpla la condición de

acoplo crítico, ya es positivo. Además, hay que tener en cuenta la potencia que tengamos a la salida del puerto *drop*. Cuanto menor sea la constante k_2 menor será la potencia en el puerto *drop*. Interesa que la potencia de la longitud de onda de resonancia en el puerto *drop* sea igual que la potencia de las bandas laterales que se transmiten en el puerto *through*. El problema de esto es que, para aumentar la potencia en el *drop* hay que aumentar k_2 , para aumentar k_2 hay que aumentar k_1 y cuando aumenta k_1 las resonancias se ensanchan y el factor de calidad disminuye, por lo que puede que las bandas laterales se introduzcan en el anillo cosa que no debe pasar y por lo tanto se ha de llegar a una relación de compromiso óptima.

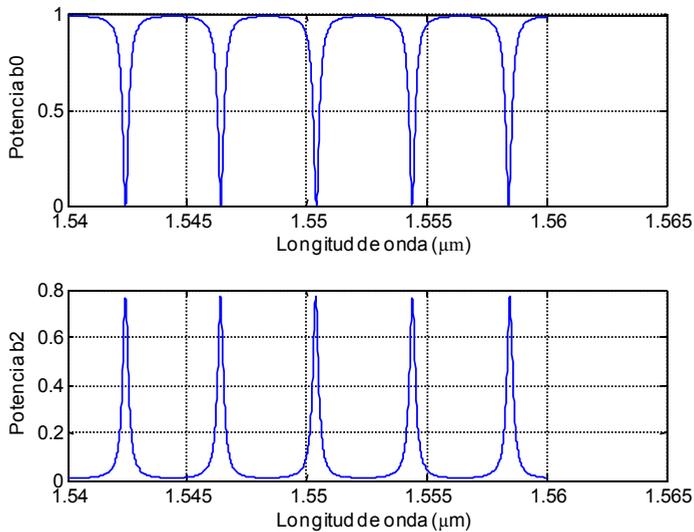


Figura 4.31: Espectro de los puertos through y drop para $\alpha=10\text{dB/cm}$, $k_1=i0.45$ y $k_2=i0.3965$.

A modo de ejemplo se toma un anillo con 10 dB/cm de pérdidas, constante de acoplo a la entrada $k_1 = i0.3$ y $n_{\text{eff}} = n_g = 2.5$. Se obtiene que la constante de acoplo a la salida debe de ser $k_2 = i0.1957$. Con estos valores la potencia a la salida del puerto *drop* es del 40% de la potencia a la entrada.

Si se quiere aumentar la potencia en el puerto *drop*, se debe aumentar la constante de acoplo a la entrada, por lo explicado anteriormente, y como consecuencia se reducirá el factor de calidad de las resonancias debido al ensanchamiento de éstas. Imponiendo un valor de acoplo a la entrada del anillo de $k_1 = i0.45$, se obtiene que la constante de acoplo a la salida debe de ser $k_2 = i0.3965$. Como se puede ver en la Figura 4.31 en este caso la potencia en el puerto *drop* cercana al 80%, aunque en este caso el ancho de banda de las resonancias es mayor.

Es interesante observar el valor de la constante de acoplo a la salida (k_2) en función de la variación de la potencia a la longitud de onda de las resonancias en el puerto *through* (Figura 4.32). Para ello, se ha fijado la constante de acoplo a la entrada $k_1 = i0.3$ y la longitud de onda de resonancia en $\lambda = 1550.4\text{nm}$.

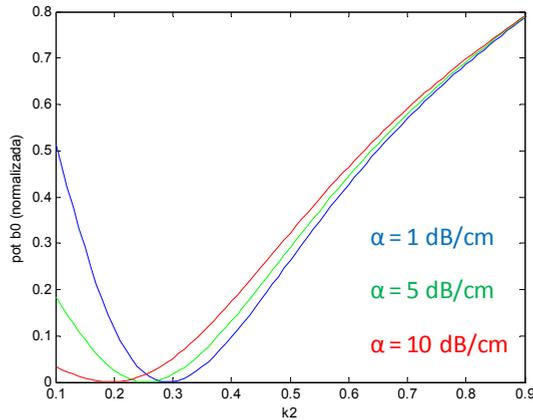


Figura 4.32: Potencia en el puerto *through* en función de la constante de acoplo a la salida y de las pérdidas en el anillo.

En la Figura 4.32 se observa que conforme aumentan las pérdidas en el anillo, la k_2 tiene que ir disminuyendo su valor para mantener la condición de acoplo crítico. Además, cuanto mayores son las pérdidas mayor es el rango de valores que puede tomar k_2 para mantener una potencia cercana a cero en el puerto *through*. Esto será beneficioso a la hora de fabricar el desfasador, ya que, con las técnicas actuales de fabricación, el valor de la constante de acoplo no se puede conseguir con mucha precisión.

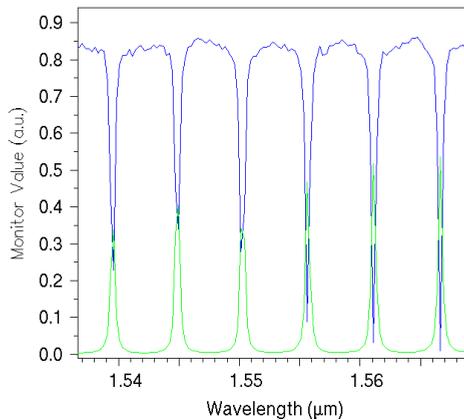


Figura 4.33: Potencia en el puerto *through* (azul) y puerto *drop* (en verde) en función de la longitud de onda, para un desfasador con *gap* de entrada de 175nm y *gap* de salida de 200nm con un $R \approx 22\mu\text{m}$.

Para acabar con este análisis es importante destacar que la fase de las portadoras ópticas no depende de las constantes de acoplo, ya que estas siempre introduce un desfase de 90° debido a que son imaginarias puras.

Se procede ahora a simular la estructura del desfasador de 90° mediante FDTD para corroborar los resultados. Utilizando la Tabla 4.9 y el método CROW implementado en un algoritmo en MATLAB, se procede a encontrar los *gaps* de entrada y salida adecuados para que se dé la condición de acoplo crítico para un anillo como el simulado en el punto anterior.

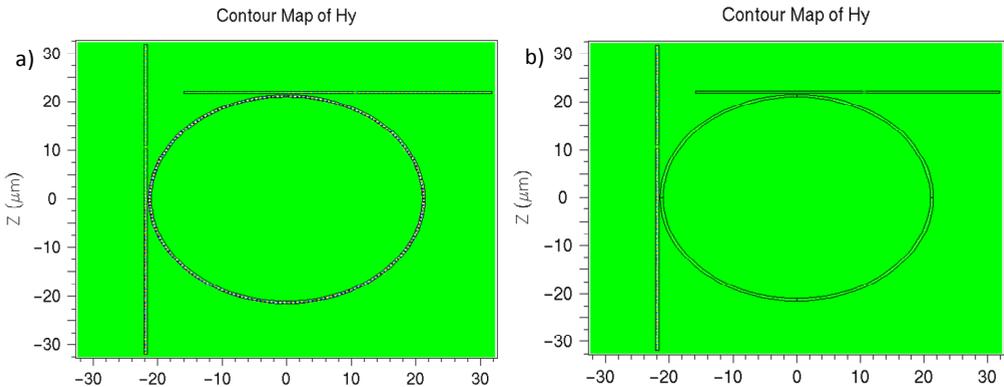


Figura 4.34: Anillo con *gap* de entrada de 175nm y *gap* de salida de 200nm y $R=22\mu\text{m}$ para $\lambda = 1562\text{nm}$ (en resonancia) a); y $\lambda = 1564\text{nm}$ (fuera de resonancia) b).

Introduciendo un *gap* de entrada de 175nm ($k_1 = i0.2436$) y simulando en MATLAB con un anillo con 10dB de pérdidas, obtenemos que la constante de acoplo a la salida debe ser ($k_2 = i0.0949$). Por tanto cogiendo unos valores de $gap_1=175\text{nm}$ y $gap_2=200\text{nm}$ se obtiene la siguiente respuesta:

Se puede observar como metiendo una longitud de onda que resuena en el desfasador, por ejemplo $\lambda=1562\text{nm}$, ésta resuena en el anillo amplificándose y acoplándose en la guía de salida. Observando la simulación desde el principio, la luz se acopla al anillo, pero también pasa al puerto *through*. Conforme la señal da vueltas al anillo, ésta se va amplificando dentro del anillo y se va atenuando en el puerto *through*. Así pues esta portadora óptica viaja desde la entrada hasta el puerto *drop* y desaparece del puerto *through*, quedando en régimen estacionario de la como se muestra en la Figura 4.34(a). También se puede observar el efecto contrario para una longitud de onda $\lambda=1564\text{nm}$ (fuera de resonancia) en la Figura 4.34(b).

2.7.2.3. Dependencia del índice efectivo con la temperatura

Por último también se estudio la dependencia del índice efectivo con la temperatura. Este fenómeno es muy interesante, ya que variando la temperatura del circuito se pueden sintonizar las resonancias en longitud de onda, lo que puede servir posteriormente para sintonizar el anillo o solventar los problemas debidos a las tolerancias de fabricación controlando la temperatura del dispositivo mediante microcalentadores.

La longitud de onda de resonancia depende directamente del índice efectivo, por lo tanto podemos utilizar este mecanismo. Por otra parte, se sabe que el índice de refracción del silicio ($n_{Si} = 3.45$ a una temperatura de 25°) varía con la temperatura $1.5 \times 10^{-4} \text{ 1/K}$ [BAE05-JLT]. Es importante indicar que al óxido de silicio no le afecta en gran medida los cambios de temperatura, por lo que su índice de refracción se mantiene en $n_{SiO_2} = 1.45$. Así pues, variando el índice de refracción del silicio se calcula mediante simulaciones por BPM en 3D el índice de refracción de las guías diseñadas para distintas temperaturas. De este modo, se puede representar como varía la longitud de onda de resonancia en función de la temperatura obteniendo la siguiente tabla:

TABLA 4.10: VARIACIÓN DEL ÍNDICE EFECTIVO EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA.

Temperatura (°C)	15	20	25	30	35	40	45
Índice de refracción del Silicio	3.4485	3.44925	3.45	3.45075	3.4515	3.45225	3.453
Índice efectivo ($\lambda = 1550\text{nm}$)	2.65307	2.65386	2.65466	2.65545	2.65624	2.65703	2.65783

Esta variación puede ser suficiente para lograr sintonizar las resonancias de los anillos para que trabajen a las longitudes de onda deseadas.

2.7.3. Medidas

El objetivo de este apartado es la caracterización del modulador vectorial. Para ello el primer paso es caracterizar los anillos resonantes en su configuración de filtro Notch (Figura 4.35), es decir, con una única guía de acoplo para obtener la relación entre los *gaps* y el coeficiente de acoplo, así como observar el FSR para que cumpla con las especificaciones (500GHz o 4nm) y se desea que la relación de extinción (ER) sea superior a 10dB.

Las muestras se han fabricado en el NTC sobre una oblea SOI de 250nm de Si sobre una capa de SiO_2 de $3\mu\text{m}$ y luego un sustrato de $750\mu\text{m}$ de silicio. La litografía se realizó mediante cañón de electrones (e-beam) y el ataque de la guía mediante ataque inductivo de plasma (ICP).

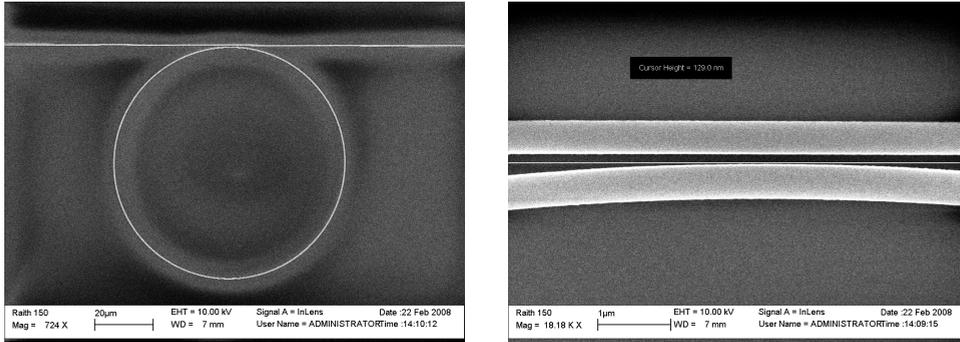


Figura 4.35: Filtro Notch y detalle del gap de anillo de $R=40\mu\text{m}$ y $\text{gap}=100\text{nm}$.

Se fabricaron y caracterizaron diversas muestras y se realimentaba el diseño a fabricar con los resultados obtenidos. Primero se observó que el FSR para un $R=40\mu\text{m}$ era prácticamente la mitad del deseado, ya que habíamos aproximado el índice de grupo con el índice efectivo. Por lo tanto se redujo el radio a la mitad para conseguir el $\text{FSR}=4\text{nm}$.

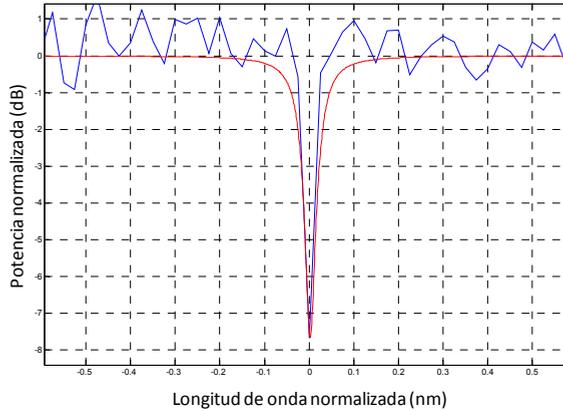


Figura 4.36: Ajuste de la medida (azul) con la simulación teórica por el método CROW (rojo).

Además después de un primer barrido se llegó a la conclusión de que para conseguir acoplo crítico, que era lo deseado en esta aplicación, el gap debe ser cercano a los 200nm.

En las siguientes muestras caracterizadas se observó que el acoplo crítico, con las pérdidas que introduce el proceso de fabricación, se consigue para unos gaps comprendidos entre 150 y 200nm. También se ha calculado el índice de grupo a partir de las resonancias y su valor es $n_g=4.4$. Por último también se ha ajustado la respuesta obtenida en las medidas con la respuesta teórica simulada

(Figura 4.36) para obtener las pérdidas en el anillo y se ha llegado a la conclusión que para todas las estructuras medidas son cercanas a los $\alpha=10\text{dB/cm}$.

TABLA 4.11: PARÁMETROS PRINCIPALES DE LOS ANILLOS DE $R=21\mu\text{m}$ CARACTERIZADOS EN FUNCIÓN DEL GAP.

Gap (nm)	Gap real (nm)	Pérdidas (dB/cm)	Constante de acoplo (k)	ER (dB)
100	97.5	8	$j0.188$	14.5
125	125.6	9	$j0.133$	13.3
150	150	7	$j0.123$	16
175	165	8	$j0.085$	5.3

Se han caracterizado diversas muestras y anillos con distintos *gaps* para tener datos suficientes a la hora de diseñar el desfaseador de 90° . En la siguiente tabla están los resultados más importantes obtenidos después de haber medido las dimensiones físicas de los *gaps* con el SEM:

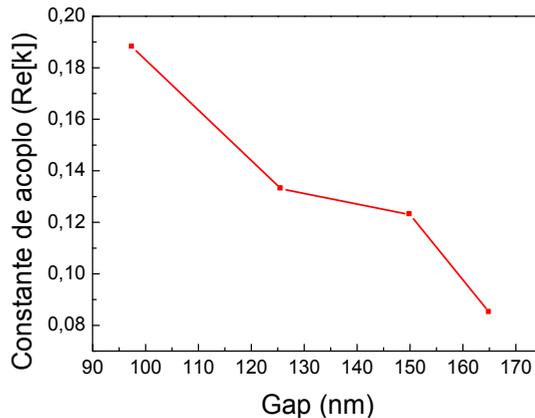


Figura 4.37: Constante de acoplo en función del gap medido.

Si observamos el comportamiento de la constante de acoplo en función del gap se puede ver que la dependencia es casi lineal como se puede ver en la Figura 4.37.

TABLA 4.12: CONSTANTES DE ACOPLO Y GAP PARA LA ENTRADA/SALIDA DEL DESFASEADOR DE 90° .

Constante de acoplo de entrada / gap (nm)	Constante de acoplo de salida / gap (nm)
$i0.188$ (97.5nm)	$i0.1014$ (160nm aprox.)
$i0.133$ (125.6nm)	$-i0.085$
$i0.123$ (150nm)	$-i0.102$
$i0.085$ (165nm)	$-i0.1362$

A partir de los valores de la Tabla 4.11 utilizando el método de CROW se simula el comportamiento del desfasador para encontrar los *gaps* de entrada y salida de la estructura para posteriormente relacionar el valor de la constante de acoplo con los *gaps* caracterizados. Los resultados se pueden ver en la Tabla 4.12.

De la Tabla 4.12 se deduce que es posible implementar el desfasador con un gap de entrada de 97.5nm (o más pequeño), ya que para gaps mayores, la constante de acoplo de salida es negativa y eso es físicamente imposible. Por tanto se espera que la resonancia crítica se encuentre para una estructura con un gap de entrada de 97.5nm y uno de salida entorno a los 160nm.

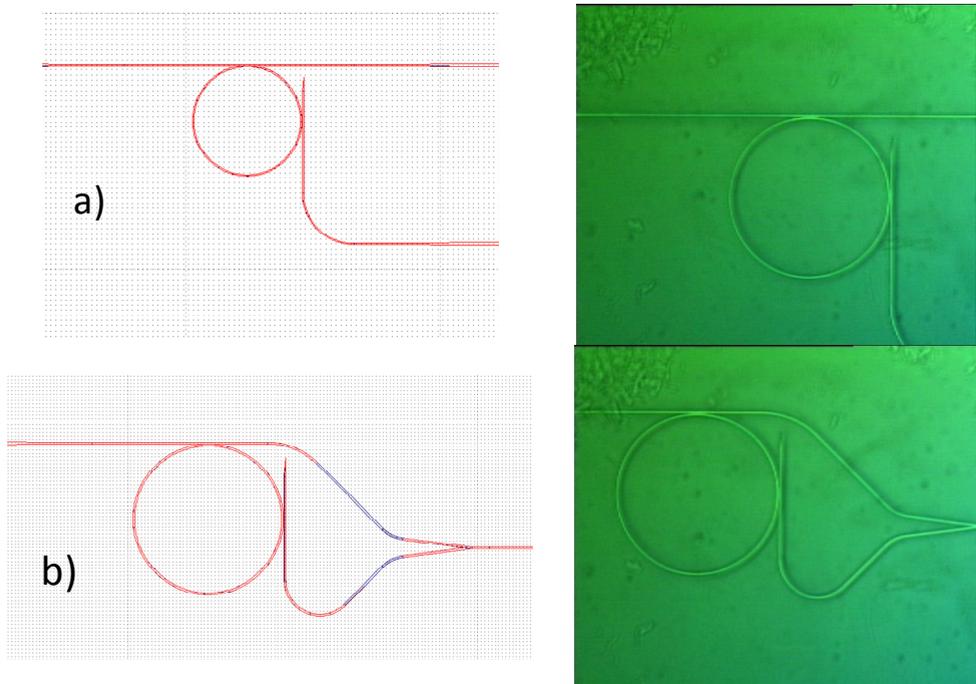


Figura 4.38: Diseño e imagen óptica del desfasador de 90° (a) con sus puertos *through* y *drop* sin unir (estructura abierta); y (b) con los puertos unidos mediante una estructura en Y.

Una vez caracterizados los *gaps* y el FSR con los anillos en configuración de filtro Notch se pretende caracterizar la estructura completa del desfasador de 90° . Para ello se diseñan dos estructuras que se pueden ver en la Figura 4.38, la estructura abierta (a) que nos permite medir los dos puertos de salida por separado y (b) con los puertos de salida unidos. El radio de los anillos $R=21\mu\text{m}$ y se prueban varios *gaps* alrededor de los valores obtenidos de la simulación 100nm a la entrada y 165nm a la salida.

Primero se caracterizan las estructuras abiertas para ver el comportamiento de ambos puertos. De los resultados se obtiene que se ajusta bastante a los resultados esperados, es decir, un *gap* de entrada de 100nm y de salida en torno a los 175nm. La configuración con *gap* de salida de 200nm ha dado las mismas relaciones de extinción para ambos puerto y niveles de potencia en la resonancia que se aproximan mucho al resultado esperado. Sin embargo, para esta configuración, las resonancias en el *drop* son más anchas que en el *through*, mientras que en la configuración con *gap* de salida de 175nm el grosor de las resonancias en un puerto y otro son más parecidas.

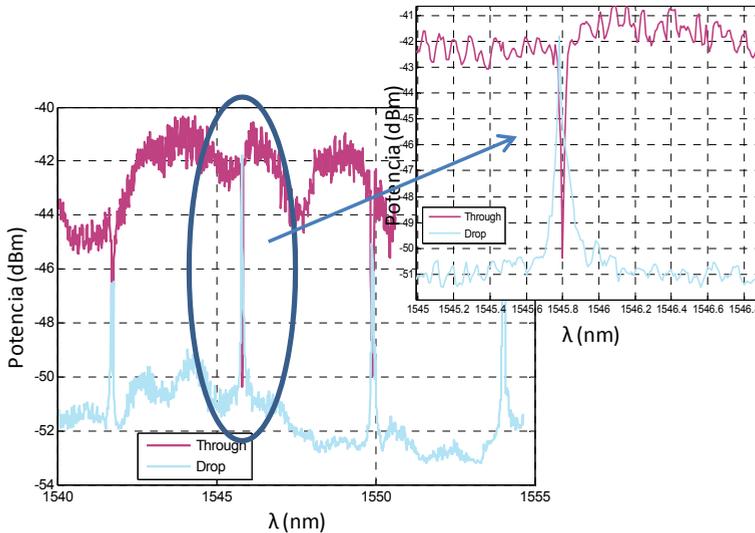


Figura 4.39: Respuesta en frecuencia de los puertos *through* y *drop* de la estructura abierta con $R=21\mu\text{m}$, $\text{gap}_1=100$ y $\text{gap}_2=200$.

Posteriormente se ha medido el desfaseador de 90° con sus puertos *through* y *drop* unidos. Se realiza la medida en la arquitectura con *gap* de entrada de 100nm y de salida de 200nm ya que, el resultado obtenido en la estructura abierta es el óptimo debido a que la suma de potencias de ambos puertos en la resonancia era el nivel máximo del *through*. En teoría, en estas medidas no se tendrían que ver resonancias, ahora se verá que no es así, debido a que el sistema no es ideal.

Se observa en las estructuras completas que aparecen resonancias y en teoría no deberían de verse. De todos modos, sí tienen una menor relación de extinción que con la estructura en abierto. Además se puede observar en la Figura 4.40 se puede observar cómo dentro de la caída de potencia debida al puerto *through* vemos un pico debido a la resonancia en el puerto *drop*. Esto debería ser suficiente para detectar la fase de la portadora y poder demodular correctamente

los datos. Para comprobar su correcto funcionamiento deberían testearse, las estructuras cerradas, modulando datos en las distintas portadoras ópticas que resuenan en el anillo y detectar las portadoras y los datos a la salida.

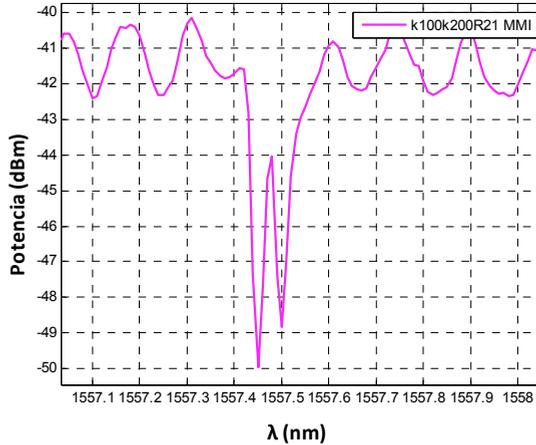


Figura 4.40: Respuesta en frecuencia del desfasador con la unión en Y con $R=21\mu\text{m}$, $\text{gap}_1=100$ y $\text{gap}_2=175$.

3.- Interferómetro Mach Zehnder

El interferómetro de Mach-Zehnder (el nombre de los físicos Ludwig Mach y Ludwig Zehnder) es un dispositivo utilizado para determinar el cambio de fase causado por una pequeña muestra que se coloca en el camino de una de los dos haces colimados de una fuente de luz coherente.

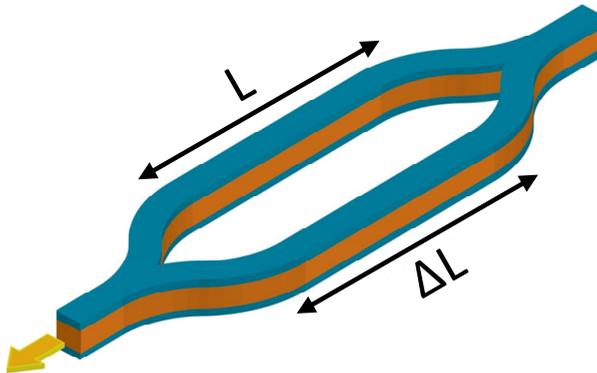


Figura 4.41: Esquema de un Filtro Mach-Zehnder.

Esta sencilla estructura que se puede ver en la Figura 4.41 se ha utilizado en multitud de aplicaciones como moduladores [Lee07], conmutadores [Bell95,

Miz05, Gha08, Wu07], sensores [Dai09], multiplexores de adición/extracción [Pan05] y puertas lógicas [Ran04] entre otras.

El esquema de un filtro de *Mach Zehnder*, está compuesto por dos acopladores de -3dB y dos tramos de fibra de diferente longitud, uno de $L + \Delta L$ y otro de L .

Si se le aplica una señal de entrada al filtro MZI, al llegar ésta al primer divisor, su potencia se divide por igual entre el brazo de arriba (de longitud L) y el de abajo (de longitud $L + \Delta L$). Tras propagarse a lo largo de los brazos, las señales llegan al segundo divisor. En este punto, la señal que se propaga por el brazo de abajo experimenta un desfase adicional de $\beta \cdot \Delta L$, debido a la diferencia de longitud entre los dos caminos. A la salida la diferencia de fase relativa total entre las dos señales en la salida es de $(\beta \cdot \Delta L)$.

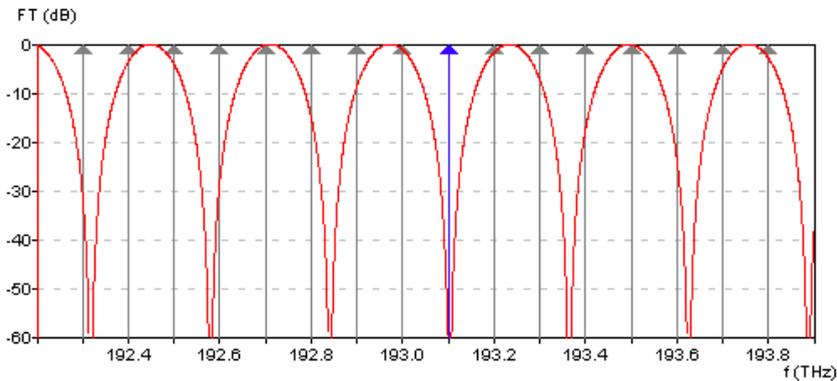


Figura 4.42: Función de transferencia de salida de un MZI asimétrico.
 $H(f) = \sin^2(\Delta\phi/2)$.

Si se considera $\beta \cdot \Delta L = k \cdot \pi$ y k impar, las señales en la salida se añaden en fase. Por ejemplo, si $k = 3$, la diferencia de fase entre las señales es $3 \cdot \pi + \pi = 4 \cdot \pi$, con lo cual al final están en fase. Se deduce de todo esto, que las señales que pasan de la entrada a la salida son las que tienen un $\beta \cdot \Delta L = k \cdot \pi$ siendo k impar. La respuesta en frecuencia óptica que cumple lo expuesto hasta ahora es la siguiente:

$$H(f) = \text{sen}^2(\Delta\phi/2) \tag{4.13}$$

donde $\Delta\phi = \beta \cdot \Delta L = (2\pi \cdot n \cdot f \cdot \Delta L / c)$, $H(f)$ representa la función de transferencia de la entrada a la salida. La representación de la ecuación (4.13) se puede observar en la Figura 4.42.

3.1. Simulaciones de Interferómetros Mach-Zehnder

En este apartado se reportan las simulaciones tanto previas como posteriores a la fabricación que se han realizado para optimizar los parámetros de los anillos y MZI de cara a las aplicaciones que se desean implementar.

En el caso de los Interferómetros Mach-Zehnder uno de los parámetros fundamentales para el buen funcionamiento de los dispositivos basados en esta estructura es la relación de extinción (ER), es decir, la diferencia de potencia entre el valor máximo y mínimo en el caso de que exista asimetría entre los brazos. Por lo tanto lo que se ha hecho es un estudio de este parámetro.

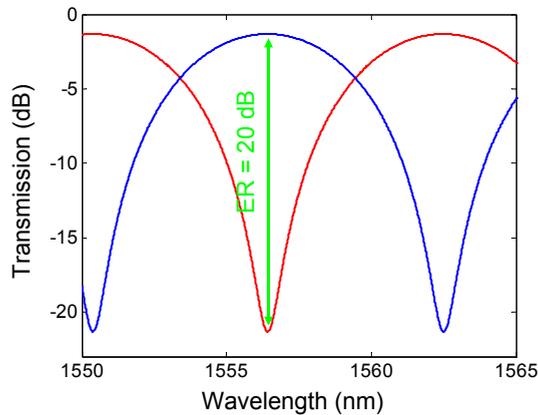


Figura 4.43: Respuesta de transmisión de un MZI con una desadaptación entre los brazos de 0.87dB. Línea roja respuesta sin desfase no lineal; línea azul respuesta con desfase no lineal de 180°.

En nuestro caso vamos a utilizar el MZI para la realización de una puerta lógica XOR y un valor de ER=10dB es suficiente [Web03-D3.4], siendo este valor la diferencia entre un “1” y un “0” lógico. En realidad el valor de ER tiende a infinito ya que cuando se produce una interferencia destructiva la potencia a la salida debe ser nula. Pero en la realidad esto no ocurre debido a varios factores como puede ser que los divisores y combinadores no sean completamente simétricos.

A partir de las medidas realizadas se ha estimado un valor de desadaptación entre las salidas del divisor/combinador de 0.87 dB es un valor realista. Por tanto, con este valor se ha simulado un MZI con unas guías con un índice efectivo de 2 (similar al de las guías ranuradas diseñadas) y con una longitud de los brazos de 1 y 1.01 cm y con un valor de pérdidas en el divisor/combinador de entrada/salida de 0.5 dB (Figura 4.43 línea roja). La respuesta de este mismo MZI con un desfase de 180° se puede ver en la Figura 4.43 línea azul y se puede ver que el ER obtenido es de 20dB.

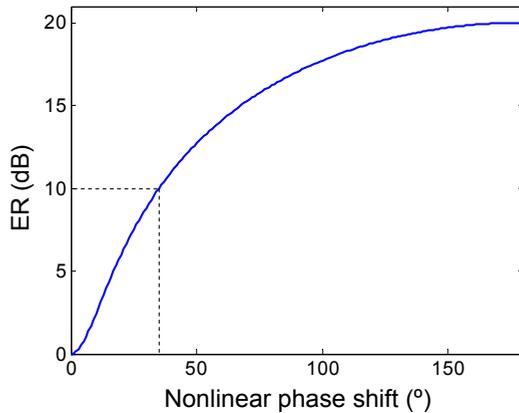


Figura 4.44: Relación de extinción a la salida del MZI en función del desfase no lineal que se produce entre sus brazos.

También se ha estudiado el ER en función del desfase no lineal que se produce entre los brazos. Para el mismo MZI y para una longitud de onda de $\lambda=1556.42\text{nm}$ en la Figura 4.44 se puede ver el valor de ER en función del desfase no lineal entre sus brazos. Se puede observar que para un desfase de 35° obtenemos un ER=10dB que es el necesario para la aplicación.

3.1.1. Simulación de las tolerancias de fabricación

En este caso se considera una estructura MZI. Si ambos brazos de la guía de onda son exactamente iguales en longitud, podría aparecer interferencia constructiva en la salida del MZI para todas las longitudes de onda. Sin embargo, puede ocurrir que estas guías de onda tengan diferentes anchos (w).

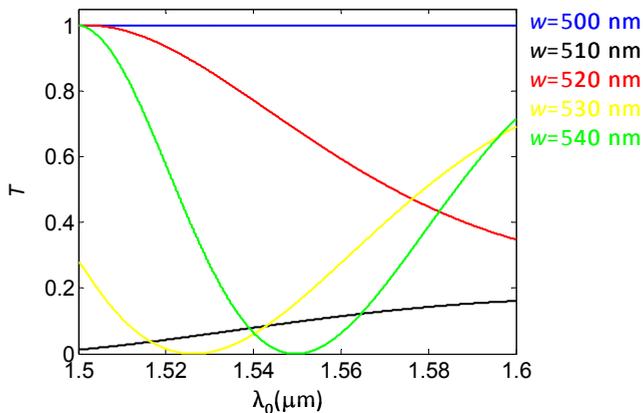


Figura 4.45: Espectro de transmisión de un MZI simétrico con brazos de longitud 1cm. La anchura de uno de los brazos es 500 nm. La anchura del otro brazo varía tal y como indica la figura.

En las simulaciones se consideran los MZI simétricos con longitud de los brazos de 1 cm y sin pérdidas de propagación. Se fija el ancho de uno de los brazos a 500 nm mientras que el otro variará hasta 540 nm. La potencia normalizada a la salida del MZI para cada caso se muestra en la Figura 4.45. Se puede observar que la respuesta sufre una enorme variación incluso para el caso de $w=510$ nm para el cual la diferencia en ancho entre los brazos del MZI es sólo 10 nm.

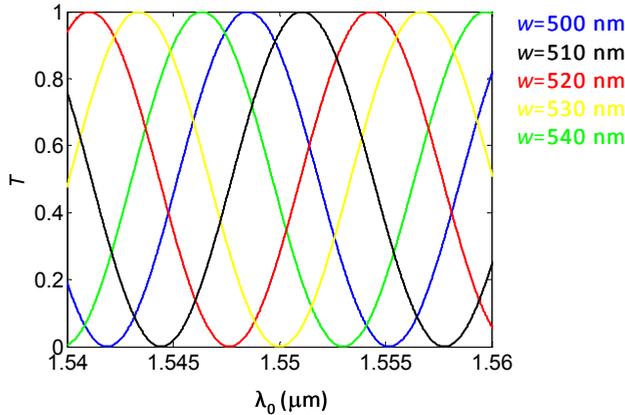


Figura 4.46: Espectro de transmisión de un MZI asimétrico con brazos de longitud 1 y 1.005 cm. El ancho de los brazos se indica en la figura.

Si se considera un MZI asimétrico con una diferencia de longitud entre los brazos de $50 \mu\text{m}$, las interferencias destructiva y constructiva irán cambiando, esto se puede observar en la Figura 4.46 considerando el mismo ancho para cada brazo de los MZI. Se puede observar una gran variación en la respuesta.

3.2. Medidas lineales de interferómetros Mach-Zehnder

En este capítulo se han caracterizado las mismas muestras del apartado 4.2.6 pero centrando el estudio en los *Mach Zehnder* de las muestras. Por lo tanto se ha utilizado el mismo montaje para la caracterización.

3.2.1. Caracterización del lote de muestras M538P

Se han caracterizado todas las muestras de la Tabla 4.4. En este apartado se han caracterizado los Mach-Zehnder. En concreto, se emplean MZIs con anillos resonantes acoplados empleando guías ranuradas horizontales con Si-nc.

Hay 4 MZI en cada muestras, dos simétricos con una longitud de los brazos de $L_1=3\text{mm}$ y $L_2=5\text{mm}$; y dos asimétricos el primero con una longitud de los brazos de $L_3=3\text{mm}$ y $\Delta L_3=100\mu\text{m}$, y otro de $L_4=5\text{mm}$ y $\Delta L_4=50\mu\text{m}$. Todos los MZI tienen

anillos acoplados ($R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=220\text{nm}$) en sus dos brazos por si se quieren utilizar para combinar los efectos de los anillos con los MZI (Figura 4.47).

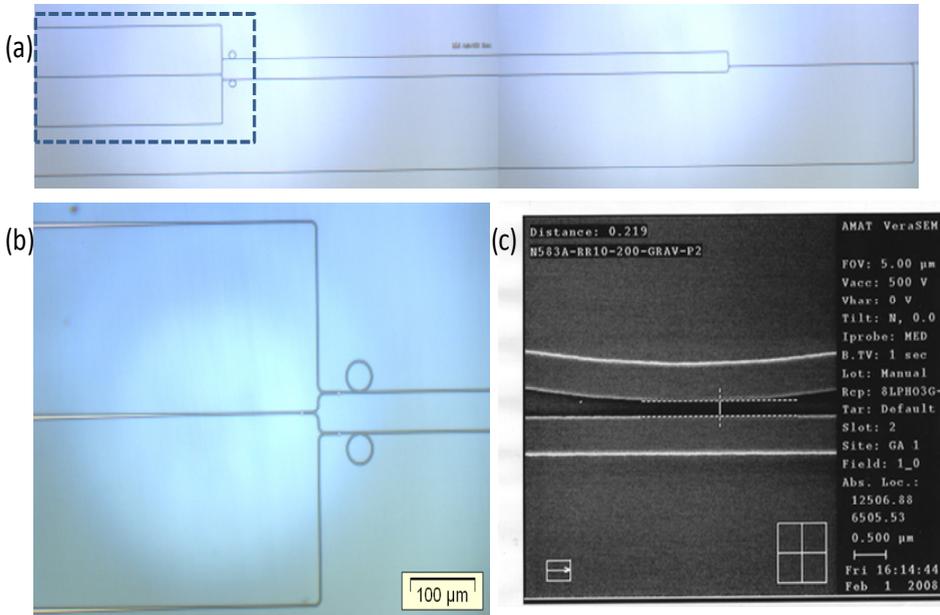


Figura 4.47: (a). Imagen de un MZI asimétrico con anillos resonantes acoplados; (b) Zoom de una sección de un MZI asimétrico; (c) Vista SEM de un anillo acoplado a un brazo de un MZI ($\text{gap} = 220 \text{ nm}$).

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras la caracterización de las muestras, excepto las P08 y P09 por el mismo motivo que en el apartado 4.2.6.

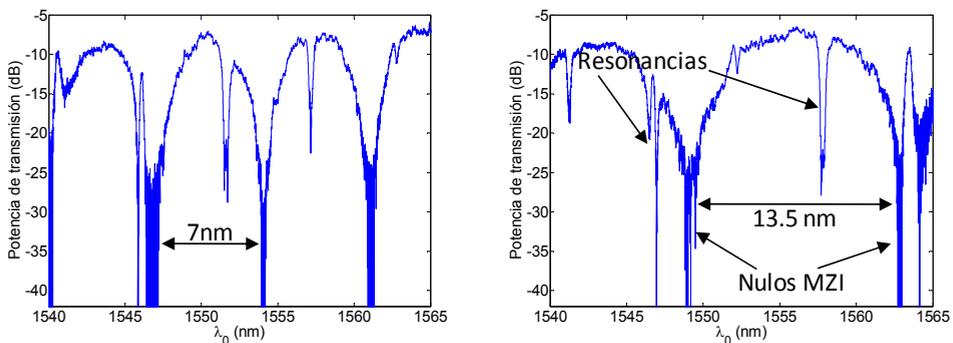


Figura 4.48: Espectro de transmisión de la muestra P01 de un MZI asimétrico con anillos resonantes acoplados: $\Delta L=100 \mu\text{m}$ y $L=3 \text{ mm}$ (izquierda); y $\Delta L=50 \mu\text{m}$ y $L=5 \text{ mm}$ (derecha).

En las gráficas se puede observar la potencia transmitida por los *Mach Zehnder* de la muestra P01 que se utiliza de referencia. Se han empleado como combinadores/divisores acopladores de interferencia multimodo (MMI).

Los espectros de transmisión de los MZI asimétricos podemos observarlos en la Figura 4.48. Los picos de transmisión que se observan corresponden a las resonancias de los anillos resonantes y a la interferencia destructiva de las salidas de los MZIs .

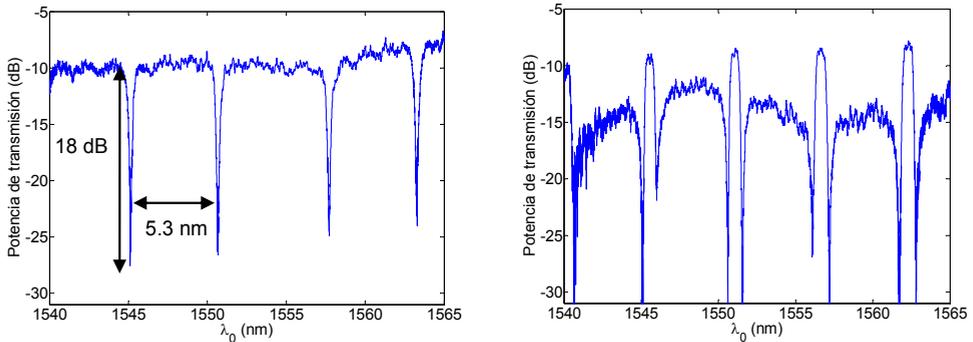


Figura 4.49: Espectro de transmisión de la muestra P01 de un MZI simétrico con anillos resonantes acoplado de L=3 mm (izquierda) y L=5 mm (derecha).

Alguna de las resonancias debidas a los anillos resonantes alcanzan valores de alrededor de 15dB. El espacio entre los mínimos debidos a la respuesta del MZI es sobre 7 nm para $\Delta L=100\mu\text{m}$ y 13.5 nm para $\Delta L=50\mu\text{m}$, lo cual da lugar a un índice de grupo de 3.7, es decir, un valor muy próximo al valor obtenido para la respuesta de los anillos resonantes. La relación de extinción (ER) en los MZI varía entre 10dB y 15dB, que sería suficiente para que funcione la puerta XOR. La Figura 4.49 muestra el espectro de transmisión de los MZIs simétricos con L=3mm y L=5mm respectivamente.

Las pérdidas de inserción están entre 5 y 8 dB y se deben principalmente a los MMI (unos 4dB), tanto al combinador/divisor de entrada como en el combinador de salida. Los picos que se aprecian se deben a los anillos resonantes. La FSR tiene un valor en torno a 5.3nm lo cual da lugar a un índice de grupo de la guía ranurada de 3.6. La relación de extinción en los picos están alrededor de los 18 dB lo cual indica que el *gap* está próximo del valor necesario para el acoplo crítico. Cabe destacar en la gráfica de la derecha que aunque los anillos de los dos brazos son (en diseño) iguales, aparecen dos resonancias muy cerca debidas cada una de ellas al efecto del anillo de cada uno de los brazos. Esta separación espectral se debe a tolerancias de fabricación como ya se vio en el apartado 4.2.5.1.

3.2.2. Resumen

A continuación a modo de resumen se presenta una tabla con los FSR y ER de los MZI asimétricos para las distintas muestras:

TABLA 4.13: FSR Y ER PARA LOS MZI CON UNA ASIMETRÍA DE 100 μ m Y 50 μ m.

Muestra	MZI Asimétrico 100 μ m		MZI Asimétrico 50 μ m	
	FSR (nm)	ER (dB)	FSR (nm)	ER (dB)
P01	7	20	13.3	20
P02	6.5	9	11.3	11
P03	6.8	15	12.5	15
P04	6.3	12	12.5	18
P05	6	11	14	15
P06	6.3	19	12.2	12
P07	6.8	10	15.1	20
P08	6.9	17	14.2	20

Se puede observar en la Tabla 4.13 los valores de FSR obtenidos coinciden relativamente bien con los esperados ya que al duplicar el ΔL de uno de los brazos, el FSR disminuye a la mitad. Cabe destacar que en muchos de los casos la obtención de los valores es muy complicado ya que la respuesta no es ideal y existe mucho ruido, por lo que los resultados obtenidos son una aproximación.

4.- Conclusiones

Una vez optimizada la guía ranurada con la que se va a implementar el conmutador y la puerta lógica, y una vez estudiado el problema de un acoplo eficiente, el siguiente paso es el estudio y caracterización de las estructuras que se van a emplear para los diseños que son los anillos resonantes y los MZIs.

Se han simulado las estructuras para obtener los valores de los principales parámetros (R y gap en anillos; FSR en MZI) a priori para que después sean fabricados. También se ha estudiado la tolerancia de dichas estructuras frente a las tolerancias de los procesos de fabricación y se ha comprobado que para que puedan ser fabricados en masa se necesita algún elemento externo para poder controlar perfectamente las longitudes de onda. Para ello se podrían emplear calentadores externos.

Con los resultados de las simulaciones se han fabricado y caracterizado distintas muestras con anillos y MZI. En ellas había anillos con distintos radios y gaps. Lo que se buscaba era encontrar el radio y el gap óptimo para estar cerca del acoplo crítico y por tanto tener un **elevado factor de calidad** (<10000)

[Bae05b] y un gran **ER** (<10dB). La respuesta de los anillos ha sido la esperada y se ha llegado a la conclusión de que el **gap** óptimo está **entre los 250 y los 300nm** y un radio **R=20 μ m**.

Aprovechando el exhaustivo estudio que se ha hecho de los anillos resonantes también se ha propuesto un **desfasador de 90°** basado en anillos resonantes para integrar en un Modulador/Demodulador vectorial fotónico. Para ello se ha hecho un profundo estudio de los distintos parámetros que lo conforman y se han calculado los valores óptimos de los mismos a partir de los resultados experimentales. El radio del anillo para obtener el FSR deseado es de **R=21 μ m**, a la entrada el **gap=100nm**, y el **gap** de salida debe estar entre **175 y 200nm** para obtener el desfase deseado y que las pérdidas de inserción sean suficientemente bajas.

Se han caracterizado MZI tanto simétricos como asimétricos. Se ha desechado la idea de utilizar las resonancias de los anillos de los brazos para aumentar el efecto del MZI ya que se ha visto que debido a los procesos de fabricación los anillos no son exactamente iguales y por tanto las resonancias no coinciden con el problema que esto supone. Se ha comprobado que los MZI funcionan como se esperaba.

5.- Referencias del capítulo

- [And06] P. Andrew Anderson, B.S. Schmidt and M. Lipson, "*High confinement in silicon slot-waveguides with sharp bends*", Optics Express, vol. 14 (2006).
- [Alm04] V. R. Almeida, C. A. Barrios, R. R. Panepucci, M. Lipson, "*All-optical control of light on a silicon chip*", Nature 431, pp. 1081-1084 (2004).
- [Bae05] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, C. Walker, E. Chan, D. Koshinz, W. Krug, A. Scherer, "*Analysis of the tuning sensitivity of silicon-on-insulator optical ring resonators*," Lightwave Technology, Journal of , vol.23, pp. 4215-4221 (2005).
- [Bae05b] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, C. Walker, and A. Scherer, "*High-Q resonators in thin Silicon-on-Insulator*," Appl. Phys. Lett., vol. 85, pp. 3346-3347 (2004).
- [Bae05c] T. Baehr-Jones, M. Hochberg, C. Walker, and A. Scherer, "*High-Q optical resonators in silicon-on-insulator-based slot waveguides*", Appl. Phys. Lett. Vol. 86, pp. 081-101 (2005).
- [Bar04] C. A. Barrios, "*High performance all-optical silicon microswitch*", Electronics Letters, vol. 40, pp. 14-15 (2004).
- [Bell95] J. Bell, K. Al-Hemyari, J.S. Aitchison, C.N. Ironside, G.T. Kennedy and W. Sibbett, "*Demonstration of all-optical switching in a symmetric Mach-Zehnder interferometer*", Electronic Letters, vol. 31, pp.2095-2097 (1995).
- [Cha07] C.-Y. Chao "*Simple and effective calculation of modal properties of bend slot-waveguides*", Journal of Optical Society of America B, vol. 24 (2007).
- [Cue07] F. Cuesta-Soto, A. Martínez, J. Blasco, and J. Martí, "*Numerical analysis of the performance of Mach-Zehnder interferometric logic gates enhanced with coupled nonlinear ring- resonators*," Opt. Express 15, 2323-2335 (2007).

- [Dai09] D. Dai and S. He, "Highly sensitive sensor based on an ultra-high-Q Mach-Zehnder interferometer-coupled microring," J. Opt. Soc. Am. B 26, 511-516 (2009).
- [Dar06] S. Darmawan and M. K. Chin, "Critical coupling, oscillation, reflection, and transmission in optical waveguide-ring resonator systems," J. Opt. Soc. Am. B 23, 834-841 (2006)
- [Dum04] P. Dumon, W. Bogaerts, V. Wiaux, J. Wouters, S. Beckx, J. Van Campenhout, d. Taillaert, B. Luyssaert, P. Bienstman, D. Van Thourhout, R. Baets, "Low-loss SOI Photonic Wires and Ring Resonators Fabricated With Deep UV Lithography", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, pp. 1328-1330 (2004).
- [Gha08] R. Ghayour, A. Naseri Taheri, and M. Taghi Fathi, "Integrated Mach-Zehnder-based 2×2 all-optical switch using nonlinear two-mode interference waveguide," Appl. Opt. 47, 632-638 (2008).
- [Hoc06] M. Hochberg, T. Baehr-Jones, G. Wang, M. Shearn, K. Harvard, J. Liu, B. Chen, Z. Shi, R. Lawson, P. Sullivan, A. K. Y. Jen, L. Dalton, A. Scherer, "Terahertz All-Optical Modulation in a Silicon-Polymer Hybrid System", Nature Materials 5, pp. 703-709 (2006).
- [Hee03] J.E. Heebner, "Nonlinear Optical Whispering Gallery Microresonators for Photonics" (2003).
- [Jor07] E. Jordana, J.M. Fedeli, P. Lyan, J.P. Colonna, P.E. Gautier, N. Daldosso, L. Pavesi, Y. Lebour, P. Pellegrino, B. Garrido, J. Blasco, F. Cuesta-Soto, P. Sanchis, "Deep-UV Lithography Fabrication of Slot Waveguides and Sandwiched Waveguides for Nonlinear Applications," Group IV Photonics, 2007 4th IEEE International Conference on , pp.1-3 (2007).
- [Kle05] E.J. Klein, D.H. Geuzebroek, H. Kelderman, G. Sengo, N. Baker, A. Driessen, "Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer Using Microring Resonators", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 17, pp. 2358-2360 (2005).
- [Khu06] Jacob B Khurgin, "Dispersion and loss limitations on the performance of optical delay lines based on coupled resonant structures," Opt. Lett. 32, 133-135 (2007).

- [Lee06] B.n G. Lee, B. A. Small, K. Bergman, Q. Xu, and M. Lipson, "Transmission of high-data-rate optical signals through a micrometer-scale silicon ring resonator," *Opt. Lett.* 31, 2701-2703 (2006).
- [Lee07] H. Lee, B. O, S. Lee, S. Park, and E. Lee, "Design of a silicon optical modulator using photonic crystal Mach-Zehnder interferometer," in Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim 2007, (Optical Society of America, 2007), paper ThP_085.
- [Liu04] A.Liu, L. Liao, D. Rubin, H. Nguyen, B. Ciftcioglu, Y. Chetrit, N. Izhaky, and M. Paniccia, "High-speed optical modulation based on carrier depletion in a silicon waveguide," *Opt. Express* 15, 660-668 (2007).
- [Lee08] J.-M. Lee, S. Parka and G. Kima, "Multichannel silicon WDM ring filters fabricated with DUV lithography", *Optics Communications*, Vol. 281, pp. 4302-4306 (2008).
- [Miz05] Takayuki Mizuno, Hiroshi Takahashi, Tsutomu Kitoh, Manabu Oguma, Toshimi Kominato, and Tomohiro Shibata, "Mach-Zehnder interferometer switch with a high extinction ratio over a wide wavelength range," *Opt. Lett.* 30, 251-253 (2005).
- [Nie04] Jan Niehusmann, et al. "Ultrahigh-quality-factor silicon-on-insulator microring resonator", Optical Society of America (2004).
- [Pan05] F. Pang, X. Han, H. Cai, R. Qu, and Z. Fang, "Characteristics of an add-drop filter composed of a Mach-Zehnder interferometer and double ring resonators," *Chin. Opt. Lett.* 3, 21-23 (2005).
- [Poo04] J. Poon, J. Scheuer, S. Mookherjea, G. Palocz, Y. Huang, and A. Yariv, "Matrix analysis of microring coupled-resonator optical waveguides," *Opt. Express* 12, 90-103 (2004).
- [Ran04] S. Randel, A. Marques de Melo, K. Petermann, V. Marembert, and C. Schubert, "Novel Scheme for Ultrafast All-Optical XOR Operation," *J. Lightwave Technol.* 22, 2808- (2004).
- [Wan07] Z. Wang, D. Dai, s. He, "Polarization-Insensitive Ultrasmall Microring Resonator Design Based on Optimized Si Sancwich Nanowires", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 19, pp. 1580-1582 (2007).

- [Web03] R.P. Webb, R.J. Manning, G.D. Maxwell, A.J. Poustie, "40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder interferometer," *Electronics Letters*, vol.39, pp. 79-81 (2003).
- [Wu07] Yaw-Dong Wu, Min-Lun Huang, Mao-Hsiung Chen, and Rong-Zhan Tasy, "All-optical switch based on the local nonlinear Mach-Zehnder interferometer," *Opt. Express* 15, 9883-9892 (2007).
- [Xu07] Qianfan Xu and Michal Lipson, "All-optical logic based on silicon micro-ring resonators," *Opt. Express* 15, 924-929 (2007).
- [Xu08] Q. Xu, D. Fattal, and R.G. Beausoleil, "Silicon microring resonators with 1.5- μm radius," *Opt. Express* 16, 4309-4315 (2008).
- [Yar00] A. Yariv, "Universal relations for coupling of optical power between microresonators and dielectric waveguides", *Electronics Letters*, Vol. 36 (2000).

Capítulo 5

No linealidades

1.- Introducción

Uno de los aspectos más interesantes y, al mismo tiempo, complejo de la fotónica es la implementación de funcionalidades activas basadas en los efectos no lineales que se producen en el seno de los materiales empleados para su fabricación. De forma simplificada, se contemplan, en la mayoría de los dispositivos no lineales, dos estados de funcionamiento, el régimen lineal y el no lineal, en los que el funcionamiento del dispositivo es distinto. Para pasar de un estado al otro lo único que es necesario es asegurar un nivel máximo de potencia en el que el dispositivo se encuentra en el estado lineal y un mínimo para el no lineal en alguna de las señales que se propagan por el dispositivo. Normalmente la señal elegida recibe el nombre de señal de bombeo o de control. De esta forma, mediante el ajuste de la potencia en la señal de control se puede variar de forma dinámica el comportamiento del dispositivo. Este hecho tiene una gran relevancia para la implementación de circuitos más “inteligentes” como son los conmutadores o las puertas lógicas que abren al campo de la fotónica un amplio rango de nuevas aplicaciones.

Existen diversas técnicas para la implementación del comportamiento activo de los dispositivos todas ellas de gran interés en la actualidad. Es importante citar las siguientes tecnologías:

- **Dispositivos Mecánicos:** En un principio se puede hablar de los dispositivos optomecánicos implementados en óptica de bloques o espacial. Este concepto en el que mecánicamente se varía el ángulo de incidencia sobre espejos para cambiar el comportamiento del dispositivo se ha trasladado a estructuras mucho más reducidas como son los MEMS que han cobrado un amplio interés en la actualidad [Ste99, Ram98].
- **Dispositivos Electroópticos:** La variación dinámica entre los estados del dispositivo se realiza empleando una señal eléctrica. Existen distintas variantes, desde la aplicación de electrodos que calienten una zona del dispositivo aprovechando efectos térmicos hasta los basados en el conocido efecto Pockels. En la Figura 5.1 se muestra un ejemplo de modulador electroóptico integrado basado en un acoplador direccional.

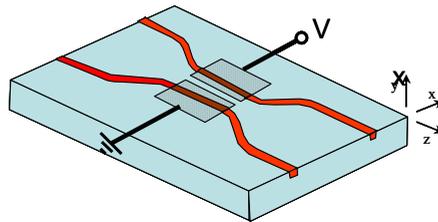


Figura 5.1: Modulador electroóptico con un acoplador direccional integrado.

- **Dispositivos Térmicos:** En esta clase de dispositivos se aprovecha la variación que se produce en el comportamiento óptico de los materiales debido a los cambios de temperatura. Esta variación depende del coeficiente térmico de los materiales. Existen diversas técnicas para calentar los materiales, una de ellas ya se mencionó en el apartado anterior de dispositivos electroópticos. Otra forma es mediante el aprovechamiento del calor generado por la absorción de fotones en los materiales, ya sea por procesos físicos lineales como la absorción (SPA) o no lineales como la absorción de dos fotones (TPA) [Not05]. Existe una limitación en velocidad ya que una vez se calienta el dispositivo para pasar a un determinado estado se necesita un tiempo de enfriamiento para poder volver al estado inicial.
- **Dispositivos Acusto-ópticos:** Las propiedades ópticas de ciertos materiales se pueden ver afectadas por la incidencia de ondas acústicas. En este caso la señal de control sería por tanto una onda acústica [Kor97].

- **Dispositivos Totalmente Ópticos:** Este último tipo de dispositivos es ventajoso con respecto a todos los mencionados hasta este momento ya que no requiere el uso de señales de distinta naturaleza. Esto le da una mayor coherencia que facilita en gran medida la obtención de aplicaciones. Entre los dispositivos totalmente ópticos se encuentran también distintas técnicas de las que se destacarán principalmente las basadas en dos fenómenos: el efecto Kerr [Bel95] y la dispersión de portadores libres (FCD). El efecto Kerr es uno de los más deseados y es con el que se trabajará en este capítulo. Su origen es debido a la respuesta no lineal de los electrones ligados del átomo a una señal electromagnética incidente. El tiempo de respuesta es del orden de 10^{-15} s [Boy03] por lo que se puede considerar instantánea, siendo esta su gran ventaja frente a todos los efectos considerados hasta el momento. El principal inconveniente de este efecto es que es muy débil y requiere densidades de potencia elevadas. En el caso de FCD, se produce una variación en la respuesta óptica del material debida a los portadores libres que se generan normalmente por la absorción no lineal, TPA [Alm04, Tsa02]. En este caso, para volver al estado inicial es necesario esperar a que los portadores se recombinen en el material lo que supone un tiempo de espera mayor al del la respuesta del efecto Kerr. En algunos materiales, debido a que el coeficiente de TPA es mucho más elevado que el coeficiente Kerr, este método es la única opción para la implementación de dispositivos activos totalmente ópticos .

En conclusión, los principales inconvenientes que hay en la actualidad para la implementación de estas funcionalidades activas fotónicas son la velocidad máxima a la que pueden funcionar y/o los niveles de potencia requeridos para el estado no lineal que hace que estos dispositivos presenten un consumo demasiado elevado para aplicaciones reales.

Las aplicaciones que se tratan en este trabajo se basan en *no linealidades ópticas*, es decir, que las no linealidades se producen utilizando sólo señales ópticas. Como se explica antes, incluso usando señales de una única naturaleza, al inyectar señales de alta potencia en materiales dieléctricos, aparecen distintos fenómenos no lineales, que pueden influir en la propagación de la luz en el material y variar su índice de refracción:

- **Efectos térmicos:** las señales ópticas pueden inducir vibraciones cuyo resultado es un incremento de la temperatura del material. Esta variación puede provocar una variación en la parte real del índice de refracción del material modelado por el coeficiente termo-óptico dn/dT

(K^{-1}) (para el silicio $dn/dT = 1.86 \times 10^4 K^{-1}$). Este proceso es “lento” y tiene un tiempo de respuesta del orden de microsegundos [Alm04]. Para elevadas potencias, éste debe ser el mecanismo dominante en el cambio del índice de refracción, sin embargo, debido a su respuesta lenta, lo que se produce es un desplazamiento fijo (Δn_T) de la respuesta del dispositivo que no afecta a la respuesta rápida (ps) de los dispositivos que se superpone a ésta.

- **Efecto Kerr:** este es el único efecto que puede producir una respuesta del orden de picosegundos. Produce un cambio en la parte real del índice de refracción proporcional al parámetro n_{2be} (o coeficiente Kerr) y a la intensidad óptica, que se puede aproximar a la potencia óptica instantánea (o de pico) dividida por el área efectiva del modo guiado A_{eff} : $\Delta n_{Kerr} = n_{2be} P / A_{eff}$. El efecto Kerr es el responsable de fenómenos como Automodulación de Fase (SPM), Modulación de Fase Cruzada (XPM) o Mezclado de Cuatro Ondas (FWM).
- **Absorción no lineal de dos fotones (TPA):** para el silicio, en $\lambda=1100\text{nm}$ los fotones de mayor energía son absorbidos por el material, absorción de un fotón (SPM). En cambio este efecto no se produce a $\lambda=1550\text{nm}$ que es la longitud de onda para comunicaciones ópticas. Sin embargo, a elevadas potencias, se pueden absorber simultáneamente en un proceso llamado TPA [Tsa02]. Este efecto se modela con el parámetro β en cm/W . Éste produce una atenuación de la señal óptica proporcional a su intensidad. Como consecuencia: a) la potencia óptica disminuye, con lo que el efecto Kerr es menor; b) la absorción genera portadores libres (FC) que producen una variación de la parte real del índice de refracción que puede ser modelada con el parámetro n_{2fc} que es negativo. Los FC producen pérdidas adicionales. Por lo tanto la potencia de una señal continua (CW) se puede atenuar por un pulso de alta potencia consiguiendo una Modulación Cruzada por Absorción (XAM).
- **Efecto de Portadores Libres (FC):** este efecto está relacionado con el TPA. La generación de portadores libres produce un desplazamiento negativo del índice de refracción dado por n_{2fc} y pérdidas adicionales. La velocidad del proceso depende del tiempo que los portadores libres necesitan para recombinarse en los centros de recombinación, conocido como tiempo de portador (τ_{FC}). En el silicio el valor del tiempo de portador $\tau_{FC} < 1\mu\text{s}$. En cambio para guías de silicio este parámetro puede estar sobre los 400ps. En algunos casos se pueden utilizar electrodos para eliminar los portadores libres generados.

En la Tabla 5.1 se puede ver un resumen de las propiedades no lineales utilizadas para conmutación ultrarrápida (Kerr y TPA) de distintos materiales. La figura de mérito F modela el ratio entre el efecto Kerr y el TPA. Por otra parte, el parámetro no lineal γ modela la no linealidad de la guía sin pérdidas y simboliza el desfase no lineal (normalizado por 2π) para 1W de potencia de pico en 1cm de longitud.

Para la Tabla 5.1, el valor para el silicio (Si) se toma de [Din03] calculado considerando una guía óptica con un $A_{eff}=0.1 \mu\text{m}^2$. Los valores de los si-nc se han sacado de los valores medidos en el proyecto PHOLOGIC, y tomando un $A_{eff}=0.05 \mu\text{m}^2$ calculado a partir de la guía ranurada para polarización TM con dicho material en la ranura. En el caso de SiO_2 se considera la misma guía ranurada rellena de este material ($A_{eff}=0.05 \mu\text{m}^2$). Para los materiales basados en GaAs se toma una guía con $A_{eff}=0.3 \mu\text{m}^2$ como en [Siv06]. Por último el polímero se ha usado recientemente para rellenar una guía ranurada vertical [Koo08, Val08] para aplicaciones no lineales. En este caso los valores de TPA no se presentaban.

TABLA 5.1: PARÁMETROS NO LINEALES A $\lambda=1550\text{nm}$ PARA DISTINTOS MATERIALES ÓPTICOS.

	Si	Si-nc (PECVD)	Si-nc (LPCVD)	SiO_2	GaAs	$\text{Al}_{0.18}\text{Ga}_{0.82}\text{As}$	Polymer
$n_{2be} \text{ (cm}^2/\text{W)}$	4×10^{-14}	7.6×10^{-13}	2×10^{-12}	2.48×10^{-16}	1.6×10^{-13}	1×10^{-13}	1.7×10^{-13}
$\beta \text{ (cm/GW)}$	0.8	20	70	0	10.2	<0.3	--
$F = n_{2be}/\beta\lambda$	0.35	0.25	0.19	>10	0.1	2	--
$\gamma = n_{2be}/(\lambda A_{eff}) \text{ (Wcm)}^{-1}$	0.258	10	26	0.003	0.34	0.21	2.2

Si se tiene en cuenta la figura de mérito F el valor obtenido para el Si-nc es ligeramente menor al del silicio. Sin embargo, gracias al gran confinamiento que tiene el campo en la guía ranurada, incluso con un bajo F se puede conseguir conmutación. El parámetro γ muestra el producto de potencia por longitud ($P_{pico} \cdot L$) necesario para conseguir un cierto desfase sin tener en cuenta las pérdidas.

En cambio si medimos el desfase no lineal acumulado mientras la onda se propaga en la guía con unas pérdidas de propagación lineales de 5dB/cm para todos los materiales se obtiene que gracias a que el área efectiva es muy pequeña en la guía ranurada, los si-nc son la plataforma ideal para conseguir conmutación todo óptica pese a su elevado valor de TPA y a su figura de mérito $F < 0.5$.

1.1. Fundamentos físicos de los dispositivos no lineales

Desde el punto de vista clásico, el comportamiento de los campos electromagnéticos en un medio se modela con las conocidas ecuaciones de Maxwell desarrolladas ya en la década de 1860 a partir de la unificación de las leyes de Gauss, Faraday y Ampere (5.1).

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{H} &= 0\end{aligned}\tag{5.1}$$

Cada material presentará una determinada respuesta a los campos electromagnéticos dada por unos parámetros macroscópicos propios del material, que son: la conductividad σ , la permitividad ϵ y la permeabilidad magnética μ . Estos dos últimos parámetros se derivan de los vectores polarización eléctrica y magnética, \mathbf{P} y \mathbf{M} . Considerando materiales no conductores ni magnéticos las propiedades de los materiales vienen dadas por las ecuaciones de (5.2).

$$\begin{aligned}\mathbf{D} &= \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \epsilon \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu_0 \mathbf{H}\end{aligned}\tag{5.2}$$

Habitualmente se trabaja con materiales lineales e isotrópicos en los que el vector polarización es independiente de los ejes cartesianos y presenta una respuesta lineal al campo. Esto no es del todo cierto, en los materiales reales la función es como la presentada en (5.3) (considerando no linealidades no resonantes) aunque, debido a que $\chi^{(1)}$ es mucho mayor al resto de coeficientes, es una buena aproximación despreciar el resto de términos. Sin embargo, cuando se empiezan a considerar potencias elevadas, la dependencia no lineal del vector polarización en función del campo eléctrico empieza a cobrar importancia y debe tenerse en cuenta, lo que da lugar a que las ecuaciones de Maxwell pierdan la linealidad [Guo02].

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_L + \mathbf{P}_{NL} = \epsilon_0 \left(\chi^{(1)} \cdot \mathbf{E} + \chi^{(2)} \cdot \mathbf{E}\mathbf{E} + \chi^{(3)} \cdot \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} + \dots \right)\tag{5.3}$$

En la expresión (5.3) se han escrito las tres primeras contribuciones de una aproximación polinómica de la respuesta de \mathbf{P} al campo eléctrico, la primera es la contribución lineal y el resto son no lineales de distinto orden. En la mayoría de

los casos con estos términos en la aproximación es suficiente ya que conforme se aumenta el orden se hace cada vez más pequeños los términos de (5.3) en los materiales considerados en esta tesis. El origen de esta respuesta no lineal se debe buscar en efectos cuánticos dentro del material por la respuesta de los electrones y las moléculas al campo incidente. Algunos de los fenómenos más comunes son los comentados en el apartado anterior en las distintas clasificaciones de dispositivos activos.

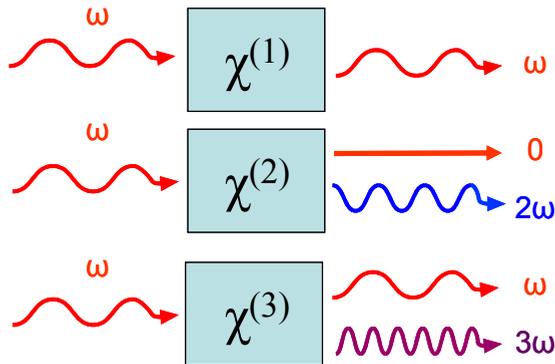


Figura 5.2: Diagrama de frecuencias generadas por cada uno de los términos de la respuesta del material al incidir una onda monocromática de pulsación ω .

Un estudio más detallado tendría en cuenta la anisotropía del material pero esto haría mucho más complejo el estudio, especialmente cuando se consideran efectos no lineales, por lo que es habitual el tomar un valor efectivo de la no linealidad y aproximar el medio como isotrópico. El término de mayor interés es el de tercer orden ($\chi^{(3)}$) que implica un batido triple entre el campo eléctrico total [Ste88, Koo07, Lin07]. Con un análisis de portadoras en frecuencia, se puede apreciar como el triple batido de la señal produce una intermodulación de tercer orden que tiene una componente de la misma frecuencia de las señales que se batan. Es decir, si se considera una sola onda monocromática incidente en el material de amplitud E_0 y pulsación ω se obtendrán de los dos últimos términos de (5.3) varias componentes como se puede ver esquemáticamente en la Figura 5.2 y en la expresión (5.4). Con la notación adoptada se escriben por separado las distintas componentes monocromáticas que se generan por el batido de segundo y tercer orden, dentro del paréntesis se indica la pulsación de cada término y a partir de qué batidos se genera.

$$\begin{aligned}
 P_{NL} &= P_{NL}^{(2)} + P_{NL}^{(3)} \\
 &= [P_{NL}(\omega - \omega = 0) + P_{NL}(\omega + \omega = 2\omega)] \\
 &\quad + [P_{NL}(\omega + \omega - \omega = \omega) + P_{NL}(\omega + \omega + \omega = 3\omega)]
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Se puede observar que se generan componentes del vector P que oscilan al doble y al triple de frecuencia, lo que daría lugar en determinadas condiciones a la generación de armónicos [Yar91]. Es importante detenerse en el penúltimo término, que introduce una oscilación del vector polarización a la misma frecuencia de la señal incidente, por lo que considerando las ecuaciones de Maxwell no lineales en el dominio de la frecuencia, habrá que incluir en la frecuencia de la onda incidente dicho término, lo que se hace normalmente considerando la permitividad del material dependiente de la intensidad de campo E , $\epsilon(I)$, (5.5).

$$D = \left(\epsilon_0 \left(1 + \chi^{(1)} + P_{NL}(\omega + \omega - \omega = \omega) \right) / E \right) E = \epsilon(I)E \quad (5.5)$$

Se obtiene por lo tanto, una permitividad del material que es dependiente de la intensidad de la onda, lo que produce la conocida automodulación de fase (SPM) [Agr01, Tsa02, Dul06]. De esta forma se obtiene un material que se comportará ligeramente distinto en función de la intensidad de la onda. Este efecto es el que se explota para la implementación de funcionalidades activas.

En el caso de que sean dos las ondas monocromáticas las que inciden en el material no lineal con amplitudes E_1 y E_2 y pulsación ω_1 y ω_2 se obtendrían, además de los términos de (5.4) para cada una de las dos pulsaciones, otra serie de términos de intermodulación de segundo (suma y resta de frecuencias: $\omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$) y tercer orden (suma y resta de tres frecuencias (repetiendo alguna): $\omega_1 + \omega_2 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_1 + \omega_2$, ...) a partir de la cual aparecen efectos como el FWM. Según las componentes espectrales de polarización que se tengan en cuenta y las frecuencias diseñadas se obtiene el efecto deseado. Por ejemplo, un efecto electroóptico se obtiene con $\omega_1 = 0$ y $\omega_2 \neq 0$ [Yar84]. Se podría pensar que a la vez que se da el efecto electroóptico deseado se está generando el segundo armónico. Esto es cierto, pero si no se dan ciertas condiciones, dicha generación no es eficiente y no afecta al comportamiento electroóptico del material.

El efecto de modulación *cruzada* de fase (XPM) se obtiene del término de polarización a la frecuencia $\omega_1 + \omega_2 - \omega_2 = \omega_1$. Si se considera que E_1 es suficientemente pequeño para despreciar sus efectos no lineales y al contrario, que E_2 es suficientemente grande, se obtiene una variación de la permitividad a la frecuencia de la primera onda dependiente de la intensidad de la segunda. De esta forma si ambas señales son ópticas, se obtiene un material válido para una aplicación de una funcionalidad activa totalmente óptica.

Para que estos efectos sean notables interesará utilizar materiales con un alto valor en el coeficiente de Kerr y además conseguir altos niveles de intensidad.

2.- SPM: Automodulación de fase

La automodulación de fase se produce a causa del efecto no lineal Kerr y afecta a la propagación del pulso a lo largo de la guía.

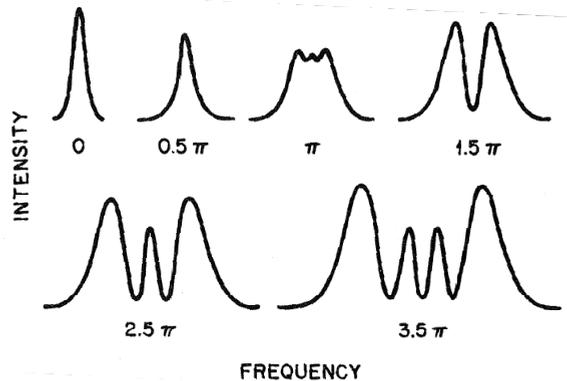


Figura 5.3: Evolución del espectro óptico de un pulso sin chirp propagándose en una guía con SPM [Agr01].

Cuando un pulso estrecho viaja a lo largo de una guía con una material con no linealidades debidas al efecto Kerr el pulso experimenta una modulación de fase no lineal que produce un ensanchamiento del espectro [Pas07]. Para un pulso sin *chirp* propagándose a lo largo de una guía con una dispersión despreciable, el número de picos (m) está relacionado con el desfase acumulado $\Delta\phi_{NL}=(0.5+m)\pi$ [Agr01]. Este efecto se puede apreciar en la Figura 5.3. Esto significa que la aparición de un nuevo pico implica un desfase no lineal adicional de π . Sin embargo cabe destacar que si el pulso de entrada no es gaussiano y tiene un *chirp* diferente de cero la evolución del espectro puede ser muy diferente. Además, la generación de portadores libres puede afectar también a la evolución de la fase creando al mismo tiempo un desplazamiento a menores longitudes de onda.

Se ha caracterizado el SPM en guías rectas de varias de las muestras fabricadas usando el montaje del Anexo D con la salvedad de que la fuente empleada a la entrada es una fuente pulsada de alta potencia Calmar. En las muestras caracterizadas se han eliminado los *gratings* debido a la limitación del ancho de banda de los mismos. Los pulsos de la fuente tienen una forma de $sech^2$, que es parecida (pero no igual) a la gaussiana, y una anchura media de 1ps. Hay que destacar que a la salida de la fuente ya se observaba un pico en el espectro, lo que significa que a la entrada del *chip* tendríamos ya un desfase acumulado entre π y 1.5π .

En la Figura 5.4 se puede ver un ejemplo de la evolución del espectro para distintas potencias de pico de los pulsos propagándose en guías ranuradas horizontales de 3.5mm de longitud (M178P-P01) con SiO_x depositado mediante LPCVD. Para bajas potencias de pico del pulso, el espectro de la señal tiene un ancho de banda a -10dB de unos 10nm. Al aumentar la potencia del pulso el espectro empieza a ensancharse y aparecen algunos picos debido al SPM producido al comportamiento no lineal de la estructura. Para valores elevados de potencia (2.7W) se obtiene un gran ensanchamiento del espectro con un ancho de banda de unos 60nm. Este gran ensanchamiento implica que existe un gran efecto Kerr en la guía.

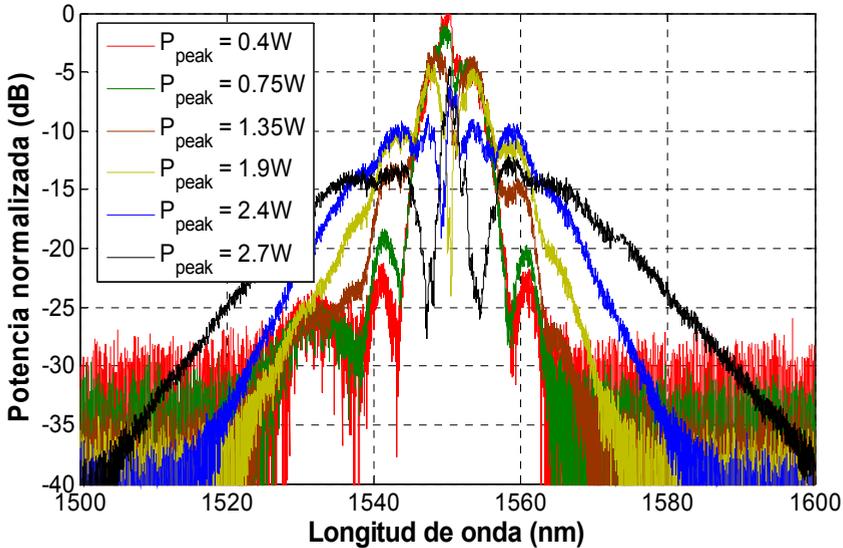


Figura 5.4: Evolución del espectro del pulso para polarización TM al incrementar la potencia de pico del pulso. Se trata una guía ranurada horizontal de 3.5mm con SiO_x en una concentración del 8% depositada mediante LPCVD (M178P-P01).

También se ha caracterizado el SPM cuando la señal pulsada que inyectamos tiene polarización TE para la misma guía ranurada horizontal. Debido a que la guía está diseñada para maximizar el campo para la polarización TM, en la polarización ortogonal el ensanchamiento no se aprecia tanto como se puede ver en la Figura 5.5. Un pequeño ensanchamiento se puede observar para potencias cercanas a 1W y aparece un pico en el espectro cuando la potencia aumenta. Esto se produce por SPM pero con menor eficiencia que en polarización TM.

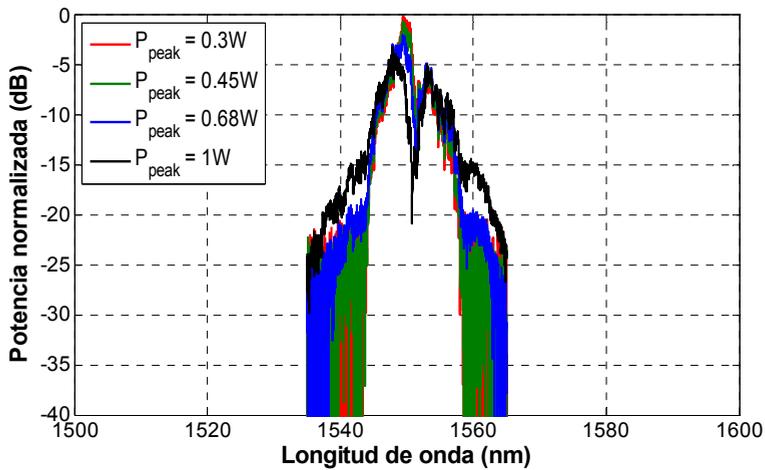


Figura 5.5: Evolución del espectro del pulso para polarización TE al incrementar la potencia de pico del pulso. Se trata una guía ranurada horizontal de 3.5mm con SiO_x en una concentración del 8% depositada mediante LPCVD (M178P-P01).

Por último, para comparar ambos tipos de deposición de los Si-nc empleadas para la fabricación de las muestras (LPCVD y PECVD) también se ha caracterizado una muestra fabricada utilizando PECVD. En la Figura 5.6 se puede ver espectro de salida del pulso para distintas potencias de entrada en polarización TM. Se puede observar que se ha producido un menor ensanchamiento debido a SPM comparado con las muestras LPCVD, lo que significa que el coeficiente no lineal (n_2) es menor en este caso.

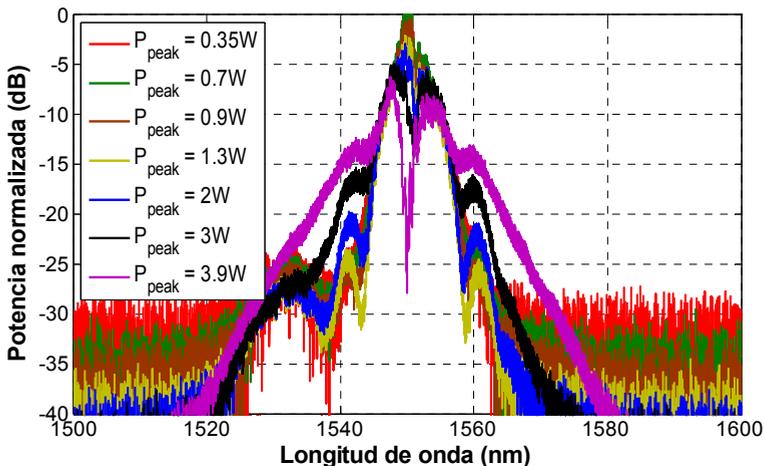


Figura 5.6: Evolución del espectro del pulso para polarización TM al incrementar la potencia de pico del pulso. Se trata una guía ranurada horizontal de 3.5mm con SiO_x en una concentración del 8% depositada mediante PECVD (M178P-P02).

Cabe destacar que existe un ligero desplazamiento a longitudes de onda menores sobre todo para polarización TM, debido al confinamiento de la intensidad óptica en la ranura. También se observa un pequeño desplazamiento en TE debido a que el campo está confinado en las guías de silicio.

En conclusión se ha observado un gran ensanchamiento del espectro del pulso debido al efecto SPM. **El mayor ensanchamiento se ha producido en una guía ranurada horizontal con Si-nc depositados por LPCVD y para polarización TM.** Este resultado está en consonancia con medidas TEM realizadas por la Universidad de Barcelona dentro del marco del proyecto PHOLOGIC.

3.- FWM: Mezcla de cuatro ondas

La mezcla de cuatro ondas (FWM) como se explica en el apartado 5.1.1 es consecuencia de la dependencia no lineal de la polarización de campo eléctrico, en concreto se debe a la susceptibilidad de tercer orden $\chi^{(3)}$. El FWM genera nuevas componentes de frecuencia óptica. En su descripción más general implica la generación de una nueva onda como consecuencia de la interacción entre otras tres ondas iniciales [Pas07].

Si partimos de cuatro ondas, a partir de la ecuación (5.3) con 4 vectores de polarización distintos tenemos por ejemplo para P_4 :

$$P_4 = \frac{3\varepsilon_0}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \{ [|E_4|^2 + 2(|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2)] E_4 + 2E_1 E_2 E_3 \exp(i\theta_+) + 2E_1 E_2 E_3^* \exp(i\theta_-) \} \quad (5.6)$$

con:

$$\begin{aligned} \theta_+ &= (k_1 + k_2 + k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4)t \\ \theta_- &= (k_1 + k_2 - k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4)t \end{aligned} \quad (5.7)$$

La primera parte de (5.6) proporcional al campo eléctrico tiene los términos responsables del SPM y XPM. En la segunda parte de la ecuación aparecen términos formados por productos de los campos E_1 a E_3 , que son los responsables de la aparición de nuevas componentes de campo a la frecuencia ω_4 . Para conseguir un alto nivel de eficiencia, las fases relativas (θ_+ y θ_-) deberán anularse, es lo que se conoce como *Condición de Fase*.

Los términos de FWM se pueden dividir en los dos grupos de la ecuación (5.7), los primeros (θ_+) corresponden a términos de electrodinámica cuántica y lo que producen es la formación de un fotón de mayor energía (ω_4) con la energía cedida por tres fotones de pulsaciones ω_1 , ω_2 y ω_3 . Estos términos son los responsables de los fenómenos de generación de tercer armónico. En general

para estos términos la condición de fase es muy difícil de conseguir. Los otros términos (θ) se corresponden físicamente a la generación de dos fotones de pulsación ω_3 y ω_4 a partir de la energía liberada por otros dos de pulsaciones ω_1 y ω_2 , tales que cumplen la relación $\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2$. En este caso la condición de fase de las constantes de propagación es:

$$\Delta k = (k_1 + k_2 + k_3 - k_4) = 0 \tag{5.8}$$

Este es el proceso de FWM que se suele enunciar como la interacción de tres ondas para generar una cuarta:

$$\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k \tag{5.9}$$

En la Figura 5.7 se ilustra esta situación, así como el caso degenerado (que es el que se caracteriza en este apartado) para el cual $i=j$ y por tanto $\omega_{jk} = 2\omega_j - \omega_k$, apareciendo una tercera onda al interactuar únicamente 2 ondas, aunque en realidad pueden ser dos nuevas ondas ya que aparece una nueva onda a $\omega_{kj} = 2\omega_k - \omega_j$. Del mismo modo para tres ondas transmitidas se pueden dar todas las combinaciones de éstas pudiéndose generar un total de 9 tonos por FWM.

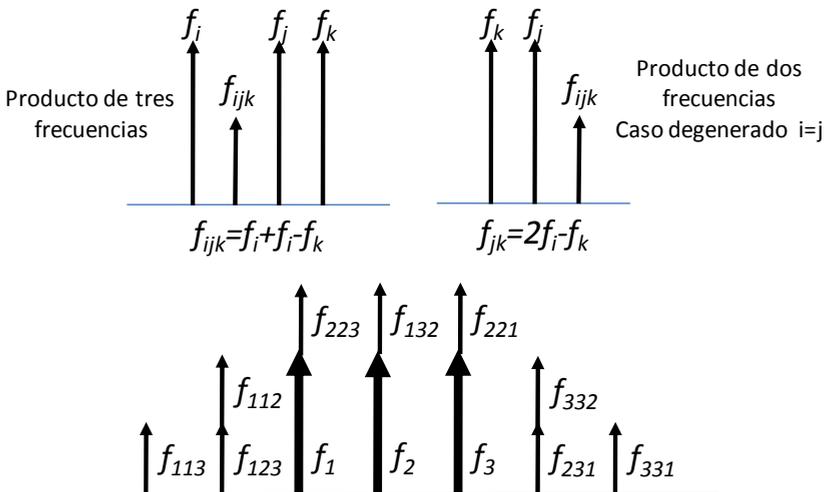


Figura 5.7: Generación de nuevas ondas por FWM. Para el caso general y degenerado. Conjunto de ondas generadas por FWM a partir de tres (f_1, f_2 y f_3).

Existen variedad de aplicaciones basadas en el fenómeno de FWM como convertidores de longitud de onda [Ron06, Val09, Yam06] o regeneración de señales [Sal08],

Últimamente se ha publicado la generación de FWM en guías de silicio por parte de diversos grupos de investigación [Fuk06] para potencias ópticas del orden de las empleadas en los sistemas de comunicaciones (10dBm a la entrada de la guía). Sin embargo esto mismo no se ha realizado con la guía ranurada ni con Si-nc.

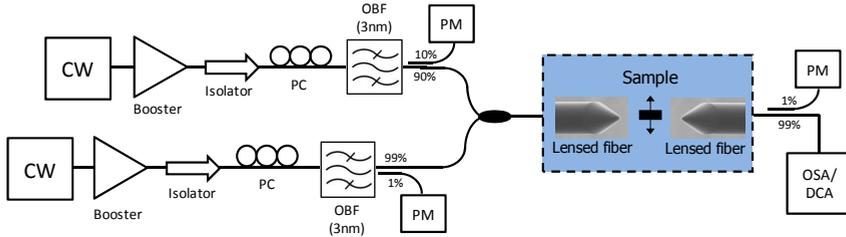


Figura 5.8: Montaje empleado para los experimentos de FWM. CW: Láser de Onda Continua; DCA: Analizador Digital de Comunicaciones; Booster: Amplificador de alta potencia; OBF: Filtro óptico paso banda; OSA: Analizador Óptico de Espectros; PC: Controlador de Polarización; PM: Medidor de Potencia.

Al igual que en el apartado anterior, para poder comparar los resultados, en este caso también se han medido muestras con distinto método de deposición de los Si-nc (PECVD y LPCVD) y otra muestra de referencia con SiO₂, es decir, sin nanocristales.

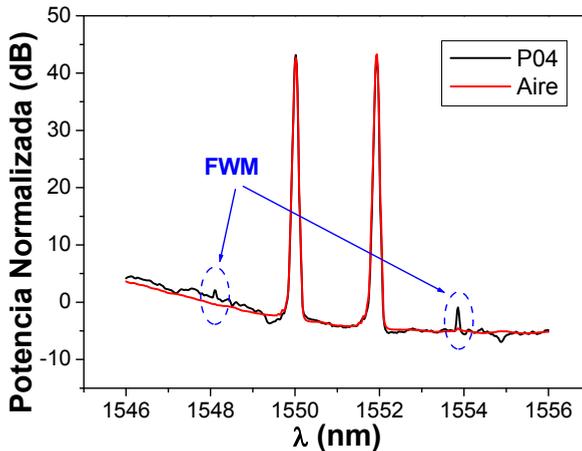


Figura 5.9: Espectro de salida con una potencia de entrada en el chip de ~10dBm para: (sólido) medida sin muestra y (punteado) con la muestra P04 (PECVD).

Para la caracterización de las muestras se ha empleado el montaje del Anexo D con unas pequeñas modificaciones a la entrada como se puede ver en la Figura 5.8. Se utilizan dos ondas continuas sintonizadas a dos longitudes de onda

cercanas y se amplifican mediante un EDFA de alta potencia. Se monitoriza la potencia de cada una de las señales (PM) antes de mezclarlas e inyectarlas mediante una *lensed fiber* a la muestras. A la salida se recoge la señal óptica mediante otra *lensed fiber* y se visualiza el espectro en un analizador de espectros.

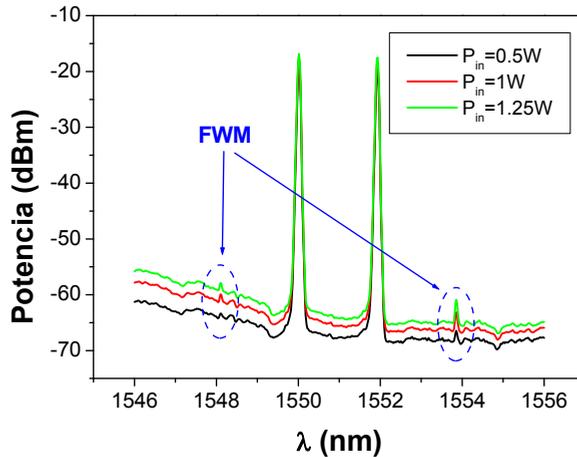


Figura 5.10: Espectro de salida para distintas potencias de entrada en la muestra P04 (PECVD).

El FWM se ha intentado medir en guías rectas con una longitud aproximada de ~ 6 mm dentro del marco del proyecto PHOLOGIC. Las muestras pertenecen al lote P078B y se han medido la P04 (~ 50 nm de SiO_x 10% con PECVD), la P13 (~ 50 nm de SiO_x 10% con LPCVD) y la P09 (~ 50 nm de SiO_2 sin nanocristales).

Se ha obtenido el espectro a la salida de la muestra P04 con diversas potencias de entrada, pero para comprobar que el efecto lo producía la muestra y no las distintas fibras que hay en el montaje, se hizo también el mismo experimento pero sin chip, y alejando ambas fibras para simular las pérdidas de éste. En la Figura 5.9 se puede observar que sólo en el caso en el que el haz pasa por el chip aparece el efecto del FWM tanto a longitudes de onda mayores como menores a las inyectadas.

También se han capturado diversos espectros para diferentes potencias de entrada como se puede ver en la Figura 5.10. Como era de esperar a mayores potencias el efecto del FWM es mayor. También cabe destacar que la componente del FWM a bajas longitudes de onda está enmascarada debido al ruido del EDFA empleado a la salida de la onda continua. La máxima eficiencia de conversión se sitúa alrededor de los -47 dB que, comparado con [Fuk06], que emplea una guía 3 veces mayor y obtiene una eficiencia de -35 dB, es un buen resultado.

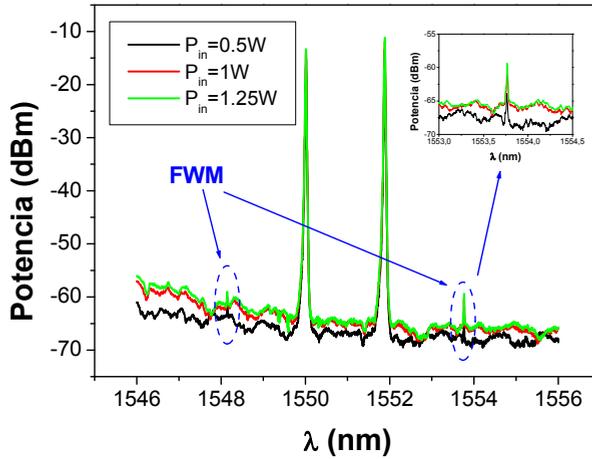


Figura 5.11: Espectro de salida para distintas potencias de entrada en la muestra P13 (LPCVD).

En las medidas realizadas con la muestra P13 (LPCVD) los resultados son muy similares como se puede observar en la Figura 5.11 para diversas potencias de entrada. Aunque en este caso la eficiencia de conversión es menor (-55dB) hay que tener en cuenta que las potencias de la CW a la salida son distintas y por lo tanto también su comportamiento en el chip. Además, es posible que la condición de fase (crítica para FWM) se dé en menor medida en éstas y por lo tanto la eficiencia disminuya.

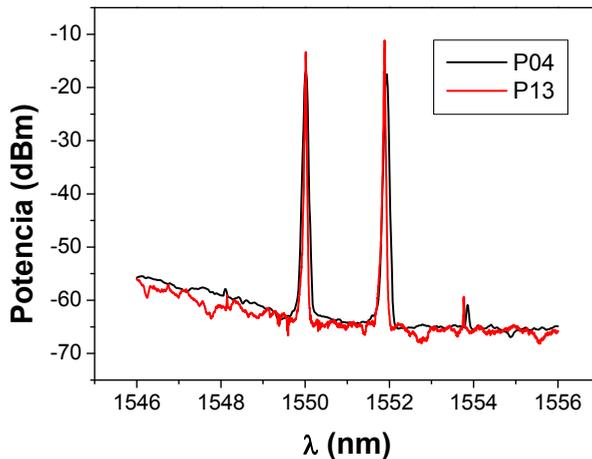


Figura 5.12: Comparación de los espectros para las medidas de las muestras P04 (PECVD-negro) y P13 (LPCVD-rojo) para una $P_{in}=1.25W$.

En la Figura 5.12 se puede ver una comparación de las medidas de ambas muestras y de cómo la diferencia entre ambas medidas difiere muy poco.

Por último se ha caracterizado la muestra P09 para ver si el efecto del FWM se produce por los Si-nc o en realidad se produce en el Si o SiO₂ ya que esta muestra no tiene Si-nc. Como se puede ver en la Figura 5.13 el efecto del FWM sigue apareciendo pero para ello se necesitan potencias unos 10dB superiores a los casos anteriores.

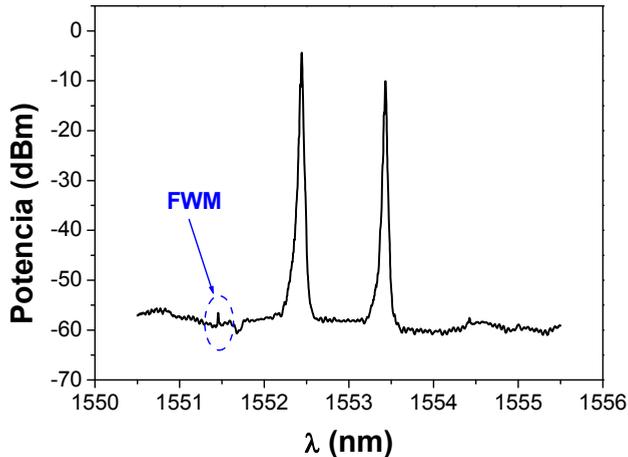


Figura 5.13: Espectro de salida en la muestra P09 (SiO₂ sin nanocristales) para $P_{in}=1W$.

Por lo tanto podemos concluir que el FWM se produce mayoritariamente por el efecto Kerr de los Si-nc y en el caso de la muestra que no los tiene por este mismo efecto en las guías de Si o en los defectos que se pueden producir en el interfaz, ya que el SiO₂ tiene un coeficiente no lineal (n_2) incluso menor al silicio.

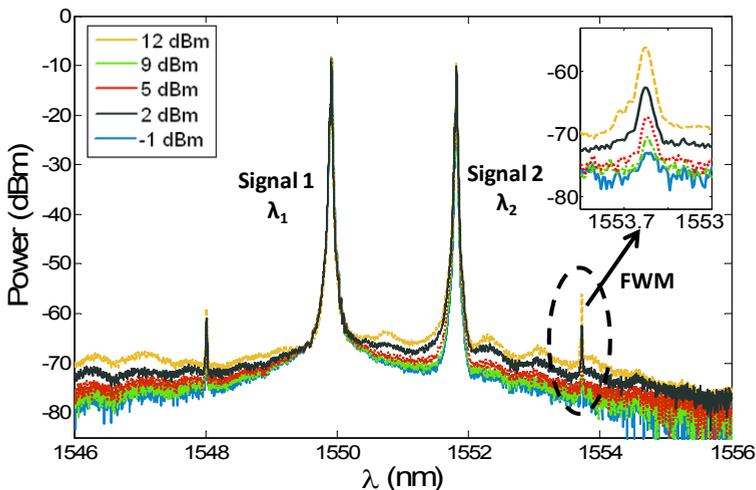


Figura 5.14: Espectro de salida para distintas potencias de Signal 2 para una potencia de Signal 1=12dBm.

Una vez demostrada la existencia de FWM debida al efecto Kerr en los Si-nc se ha profundizado en el estudio para llegar a calcular el n_2 del material. Para ello se ha utilizado la muestra que mejores resultados había dado, es decir, la P04 (PECVD).

Utilizando el mismo montaje se han realizado unas nuevas medidas en función de la potencia de una de las señales de entrada (*Signal 1*), para distintas potencias de la otra señal (*Signal 2*). En la Figura 5.14 se puede observar claramente cómo aparecen dos nuevas componentes espectrales cercanas a las señales de entrada a las longitudes de onda esperadas por el fenómeno de FWM.

La eficiencia de conversión en la guía ($L=6\text{mm}$), que se define como la relación entre las potencias del bombeo y la nueva señal generada más cercana se muestra en la Figura 5.15 y se puede ver claramente que depende linealmente de la potencia de ambas señales.

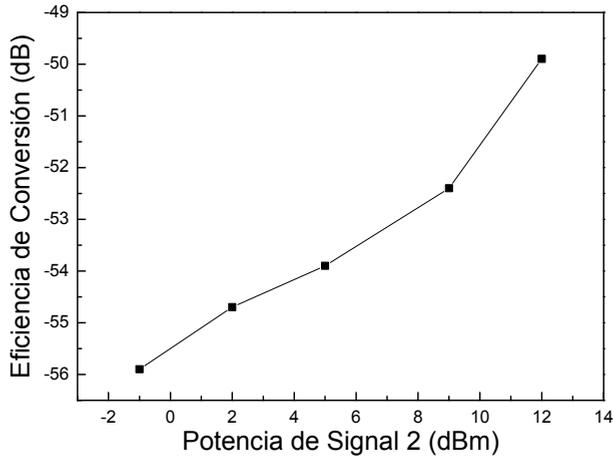


Figura 5.15: Eficiencia de conversión en función de la potencia de una de las señales de entrada.

A partir de las medidas realizadas se puede calcular el índice de refracción no lineal n_2 , que se puede expresar como:

$$n_2 = \frac{\gamma A_{eff} c}{\omega} \tag{5.10}$$

donde A_{eff} es el área efectiva de la guía ($A_{eff}=0.06\mu\text{m}^2$), c es la velocidad de la luz en el vacío, ω es la frecuencia angular, γ es una constante que describe la ganancia del FWM que se puede expresar como $\gamma = (f \alpha)/(P_{pump} [1 - \exp(-\alpha \cdot l)])$, f es una constante que describe el modo de superposición en la guía y viene dado por: $f = 1/\sqrt{(r+1) \arccos(\sqrt{1/r((r+1/y)-1)})}$; r e y están relacionadas con las

potencias de entrada y salida $y = 1 - (2P_{FWM})/(P_{pump} \cdot \exp(-\alpha \cdot l))$ $y = 1 - (2P_{FWM})/(P_{pump} \cdot \exp(-\alpha \cdot l))$, $r = 2P_{signal}/P_{pump}$ $r = 2P_{idler}/P_{pump}$; α son las pérdidas de propagación ($\alpha=10\text{dB/cm}$), l es la longitud de la guía ($l=6\text{mm}$); por último P_{pump} , P_{signal} y P_{FWM} son las potencias de la señal de bombeo, la de control y de la generada por FWM. Con esto se obtiene un $n_2 = 1.06 \times 10^{-17} \text{ m}^2/\text{W}$. Cabe destacar que este valor es similar a los obtenidos en la literatura para el material Si-nc empleado ($n_2 \approx 10^{-17} \text{ m}^2/\text{W}$) [Spa09].

Se ha demostrado el efecto no lineal del FWM en guías ranuradas horizontales con Si-nc a potencias empleadas en comunicaciones ópticas en una guía de sólo 6mm. Además se ha calculado el n_2 y coincide con los resultados obtenidos para el material.

4.- Conmutador todo óptico

Los conmutadores son componentes esenciales para la implementación de redes ópticas. Para la realización de un conmutador todo óptico se emplean materiales no lineales en los que se produzca unas variaciones del índice de refracción del material al inyectarle elevadas potencias para cambiar su comportamiento. En este caso se empleará como material no lineal los nanocristales de silicio en SiO_2 .

4.1. Funcionamiento de un conmutador todo óptico basado en anillos resonantes

Para la implementación de conmutadores todo ópticos se emplean mayoritariamente dos estructuras, unas basadas en *Interferómetros Mach Zehnder* [Gha08, Miz05, Wu07] y otras en las que se utilizan **anillos resonantes** [Bar04, Gul05] que son las estudiadas en este apartado.

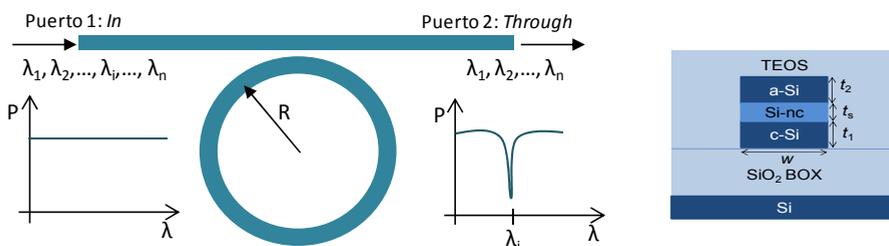


Figura 5.16: Esquema de anillo resonante empleado como conmutador y sección transversal de la guía ranurada.

Tanto la estructura como el funcionamiento de este tipo de conmutadores es muy sencillo, ya que se trata de un simple anillo resonante acoplado a una guía que hace de entrada y salida como se puede ver en la Figura 4.1. En este caso tanto para la guía como para el anillo se ha utilizado una guía ranurada horizontal con Si-nc en la ranura como material no lineal (Figura 4.1).

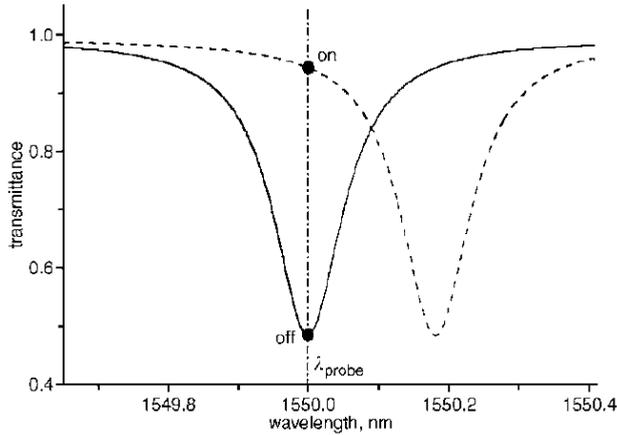


Figura 5.17: Espectro de transmisión de un anillo resonante en estado lineal (sólida) y no lineal (punteada).

Como se ha visto en el apartado 4.2.1, concretamente en la ecuación (4.1) un anillo resonante acoplado a una guía se caracteriza por una serie de resonancias a longitudes de onda que dependen del índice efectivo del modo que se propaga. Por lo tanto en régimen lineal el anillo tendrá unas longitudes de onda a las que resuena el anillo. Si se inyecta una señal de alta potencia (bombeo) a una longitud de onda de resonancia (ya que al resonar en el anillo la intensidad óptica se multiplica en el anillo por el efecto resonante) ésta puede cambiar el índice de refracción del material si el n_2 es suficientemente alto debido a efectos no lineales. Al variar el índice del material se produce un desplazamiento de la longitud de onda de las resonancias.

Este efecto es el que se utilizará para conseguir la conmutación, ya que, como se puede ver en la Figura 5.17, si se inyecta una onda continua a una longitud de onda que coincida con otra resonancia del anillo (λ_{probe}), la potencia de salida en estado lineal es nula (off), en cambio, al desplazarse la resonancia al inyectar la señal de bombeo, la potencia de salida a la misma longitud de onda es máxima (on). Por lo tanto se puede conmutar una señal óptica (*probe*) mediante otra señal óptica de control (bombeo).

También se puede conseguir conmutación pero con la respuesta negada a la anterior. Para ello lo que se hace es colocar la λ_{probe} a una longitud de onda

ligeramente superior a la de resonancia del anillo en régimen lineal (on) y al desplazarse por la no linealidad caerá en la resonancia (off).

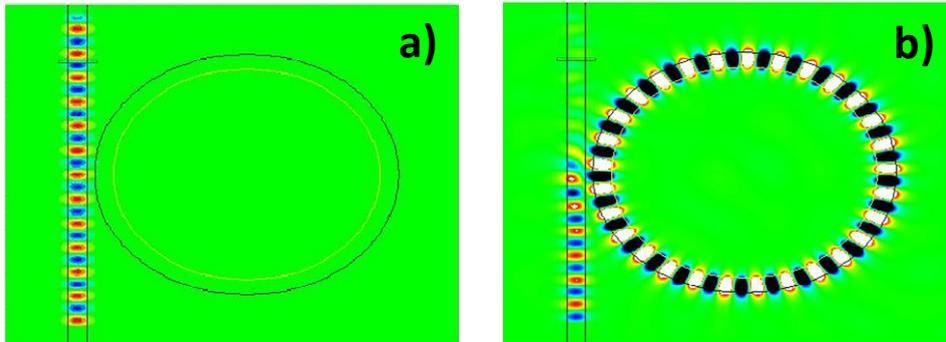


Figura 5.18: Distribución de campo en la simulación de los estados (a) lineal (on) y (b) no lineal (off).

4.2. Caracterización óptica

La caracterización del conmutador óptico se ha realizado en diversas muestras fabricadas con PECVD y LPCVD. A partir de las medidas lineales de los anillos resonantes se ha decidido utilizar como conmutador óptico anillos resonantes de radio $R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=250\text{nm}$ (Figura 5.19). En todas las medidas se ha tenido en cuenta que la polarización sea TM.

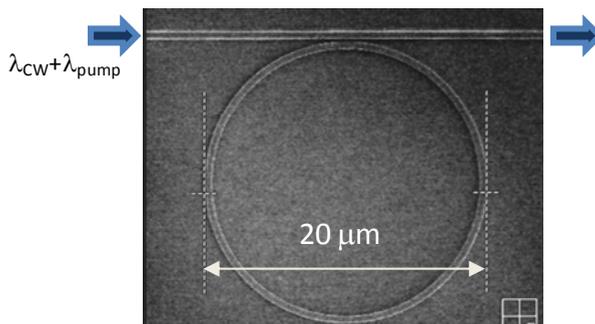


Figura 5.19: Imagen SEM del anillo resonante caracterizado.

El montaje utilizado para la caracterización del conmutador todo óptico es el de la Figura 5.20, éste es parecido al del Anexo D en el que se le han añadido nuevos componentes tanto a la entrada como a la salida aunque se mantiene la zona de los posicionadores para el alineamiento. A la entrada tenemos dos señales distintas, la señal de bombeo o control (λ_p) y la señal de referencia (λ_{CW}) que mediante un combinador se unirán antes de inyectarse al chip. La señal de bombeo se genera modulando una señal pulsada de 10ps con una secuencia

pseudo-aleatoria de 1s y 0s digitales con una tasa de repetición de 10GHz (100ps de separación). Esta señal se amplifica dos veces con sendos filtros a la salida para evitar el ruido fuera de banda de los EDFA y al mismo tiempo evitar que debido a la anchura espectral de esta señal se solape con la longitud de onda de la onda continua (CW). Este detalle de los filtros es muy importante ya que durante las medidas si sólo se utiliza uno de estos filtros (o no se sintonizaban bien) se obtenían a la salida en la longitud de onda de la CW pulsos que se debían a la señal pulsada que incluso no aparecían en el espectro (Figura 5.21). Para evitar la pulsada a la salida otra medida tenida en cuenta es la separación espectral de ambas señales (más de 10nm), y no se separaban más debido a las longitudes de onda de funcionamiento tanto de los amplificadores de alta potencia como de la fuente pulsada. Para elegir las longitudes de onda se debe tener en cuenta que éstas coincidan con dos resonancias distintas del anillo resonante a caracterizar. La señal de referencia es una señal continua a la que se van a sintonizar los filtros de salida (ya que es la señal que se debe modular a causa de la de bombeo). Éste se amplifica con un EDFA de alta potencia y se filtra para evitar el ruido fuera de banda del amplificador. También se les ha añadido un controlador de polarización (PC) a ambas señales para asegurarnos de que inyectamos la polarización TM, que para la cual están diseñadas las guías, y un medidor de potencia (PM) para poder monitorizar en todo momento la potencia media de cada una de las señales.

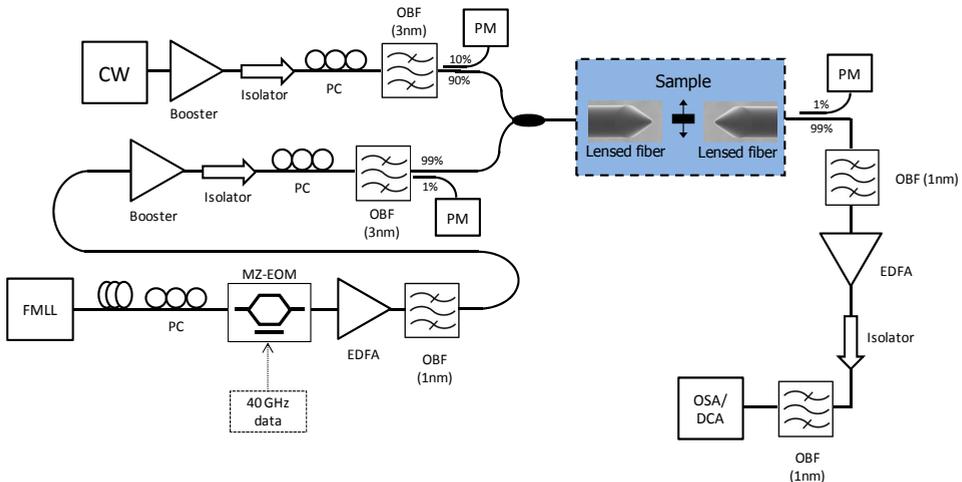


Figura 5.20: Montaje experimental usado para las medidas no lineales del conmutador todo óptico.

A la salida del chip y después de recolectar la luz mediante una *lensed fiber* tenemos un filtro para quedarnos sólo con la longitud de onda de la CW. Tras el filtro tenemos un amplificador (EDFA) y un nuevo filtro para eliminar tanto el

ruido fuera de banda del EDFA como acabar de eliminar la señal de bombeo. Por último se conecta un Analizador de Espectros Óptico (OSA) o un Osciloscopio Óptico (DCA) según queramos ver la respuesta espectral o temporal respectivamente. También a la salida del chip tenemos un medidor de potencia para monitorizar la potencia media a la salida del mismo.

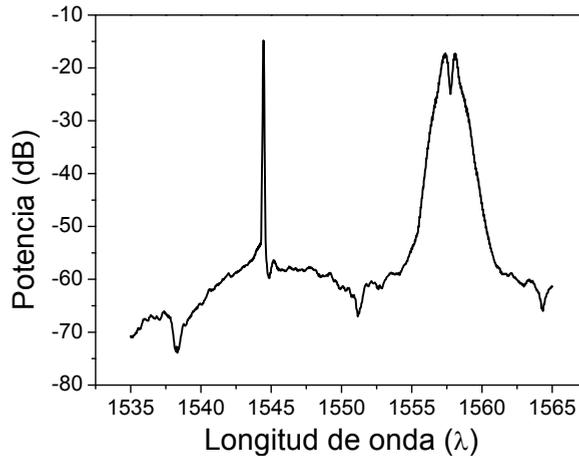


Figura 5.21: Espectro de salida antes de filtrar la CW.

Muestra M178-P01 (LPCVD)

Primero se ha caracterizado una muestra P01 (LPCVD) del lote M178 en la Figura 5.22 se puede ver el espectro de transmisión del anillo en régimen lineal (línea negra). Dicha resonancia tiene un factor de calidad $Q=1875$, que se corresponde con un tiempo de vida del fotón de $\sim 1.54\text{ps}$ y un ER de 17 dB.

Para comprobar el comportamiento del anillo en régimen no lineal se inyecta una señal pulsada de alta potencia (pulsos de 1ps con una tasa de repetición de 10 GHz) sintonizada a la longitud de otra resonancia del anillo ($\lambda_p=1557.5\text{nm}$) para excitar las no linealidades de los Si-nc. En la Figura 5.22 se puede ver claramente cómo se produce un desplazamiento de la frecuencia de resonancia hacia longitudes de onda mayores al aumentar la potencia de la señal pulsada. Esto significa que el índice efectivo en el anillo resonante también aumenta. Esto se puede atribuir a efectos no lineales debidos a o bien a efectos térmicos o bien al efecto Kerr, pero no a portadores libres.

También cabe destacar que el ER de la resonancia disminuye hasta valores cercanos a los 6dB, lo que significa que al variar el índice de refracción también cambia el coeficiente de acoplo para un mismo *gap* físico y por lo tanto nos alejamos del acoplo crítico.

Debido a que el espectro se ha medido mediante un analizador de espectros óptico que hace una media temporal de la potencia para cada longitud de onda con un intervalo mayor que el de la duración del pulso, se puede deducir que dicho desplazamiento se debe principalmente al efecto térmico que es mucho más lento. Por lo tanto se puede concluir que la respuesta lineal del conmutador se verá afectada por el efecto térmico. Para mejorar el funcionamiento del dispositivo se debería optimizar el anillo en régimen no lineal, es decir, considerando los efectos térmicos.

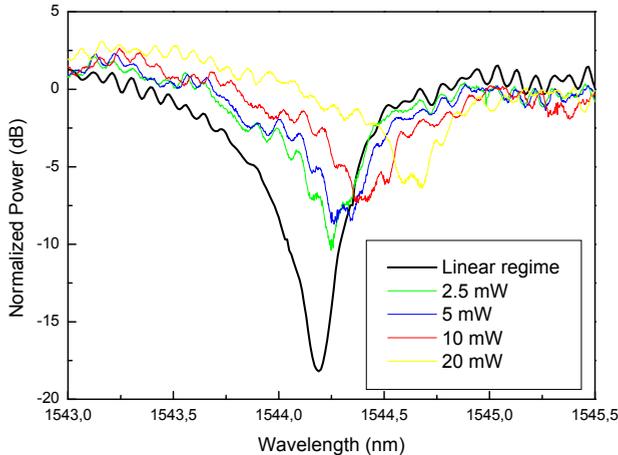


Figura 5.22: Espectro de transmisión de un anillo resonante ($R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=250\text{nm}$) para distintas potencias medias de la señal de bombeo.

Para ver la respuesta del conmutador se utiliza el montaje de la Figura 5.20. La potencia de la señal pulsada (bombeo) es de unos 150mW a la entrada del chip, que equivale a una energía de 1.5pJ para un pulso de 10ps . Las longitudes de onda empleadas son $\lambda_p=1557.5\text{nm}$ (bombeo) y $\lambda_{\text{CW}}=1544.5\text{nm}$, ambas centradas en resonancias del anillo resonante. De todos modos la longitud de onda no debe ser exactamente la de resonancia, ya que como se ha comentado antes ésta se desplaza por efecto térmico al introducir la señal pulsada. Por lo tanto lo que se hace es monitorizar la potencia a la salida para buscar un mínimo inyectando una potencia intermedia de la señal pulsada (variando la potencia del amplificador de alta potencia), sintonizar la λ_{CW} a esta longitud de onda y sintonizar los filtros para esta longitud de onda. Debido a que es un proceso muy lento el sintonizar todos los 5 filtros, éstos se dejan y para cambiar la posición de la λ_{CW} respecto a la resonancia se aprovecha el efecto no lineal térmico. Lo que se hace es desplazar la resonancia aumentando/disminuyendo la potencia de la señal de bombeo. En cambio, debido al ancho de banda de la señal pulsada, este pequeño

desplazamiento de la longitud de onda de resonancia por efectos térmicos no afecta al funcionamiento del conmutador.

Se ve claramente en la Figura 5.23 que aparece una conmutación ultrarrápida (\sim ps). Como se explicaba en el apartado 5.4.1 la potencia transmitida a la longitud de onda de la CW es baja en ausencia de la señal de bombeo debido a que ésta coincide con la longitud de onda de una resonancia del anillo. En cambio, cuando coincide la medida con un pulso de la señal de bombeo el índice efectivo del material del anillo varía debido al efecto Kerr desplazando la resonancia. Al ocurrir esto la potencia de la señal de CW aumenta porque ya no se encuentra en la resonancia del anillo. Por lo tanto al llegar el pulso de la señal de bombeo aparecerá un pulso positivo en la señal de referencia si está sintonizada a la longitud de onda del anillo en régimen lineal.

Estos pulsos positivos (Figura 5.23) se corresponden con pulsos de la señal de bombeo. Esto demuestra la respuesta ultrarrápida del conmutador todo óptico. La velocidad del orden de ps demuestra que esta conmutación se debe al efecto no lineal Kerr.

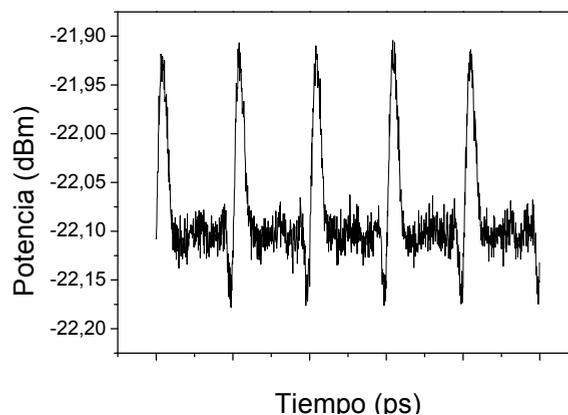


Figura 5.23: Respuesta temporal del conmutador con anillo resonante ($R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=250\text{nm}$) para $\lambda_p=1557.5$ y $\lambda_{cw}\approx 1544.5\text{nm}$. Muestra M178-P01 (LPCVD).

En la Figura 5.24(a) se puede ver la respuesta temporal del conmutador para una potencia de pico de la señal pulsada (bombeo) de 160mW. En este caso la longitud de onda de la CW está centrada en la resonancia y por lo tanto al llegar el pulso y producirse el desplazamiento de la resonancia a longitudes de onda mayores por efecto Kerr aumenta la salida (pico). En este caso se ha conseguido un $\text{ER}=5\text{dB}$ y un ancho de banda a mitad del máximo de 11ps que coincide con el pulso de entrada.

En la Figura 5.24(b) la potencia de pico de la señal de bombeo es de 80mW. En este caso, la resonancia se ha desplazado a longitudes de onda menores debido al efecto térmico (menor temperatura) y la CW esta sintonizada a una longitud de onda ligeramente superior a la de la resonancia en régimen estacionario (sin pulso). Por lo tanto al llegar el pulso la resonancia se desplaza a longitudes de onda mayores, acercándose a la de la CW, y hay una caída de potencia de ésta (ER=3.5dB). Cabe destacar que en ambos caso existe un efecto transitorio al inicio del pulso opuesto al efecto Kerr esperado pero de menor potencia. Esto es posible que se deba a la excitación de portadores libres que producen un cambio negativo en el índice de refracción. Sin embargo, y al contrario de lo que ocurre en las guías de silicio, el efecto Kerr domina sobre las FC.

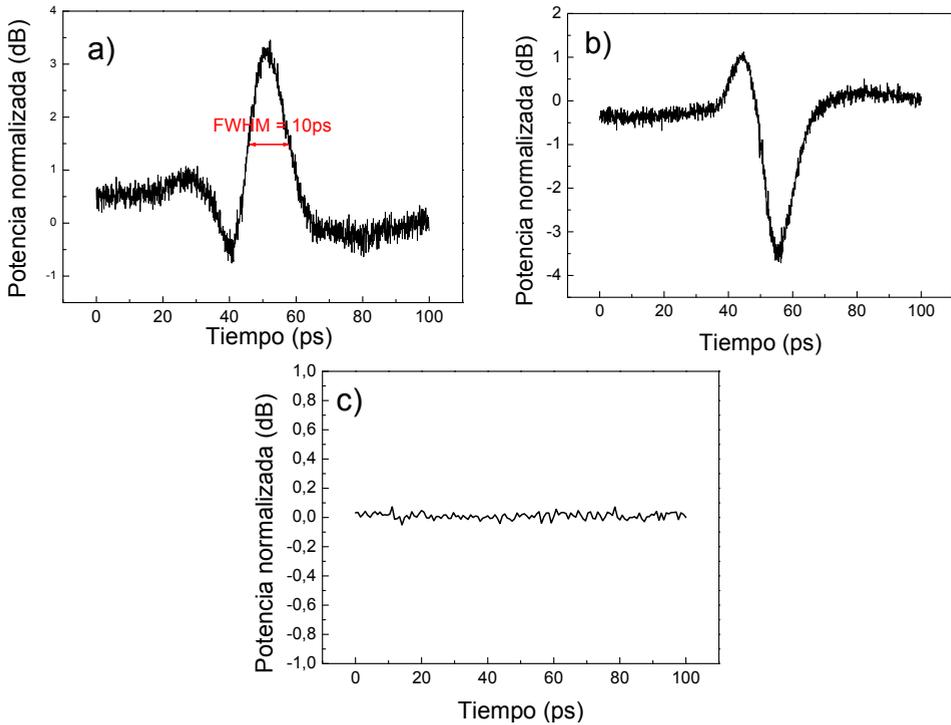


Figura 5.24: Respuesta temporal del conmutador con anillo resonante ($R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=250\text{nm}$) para $\lambda_p=1557.5$. Con la CW en resonancia (a), cerca de resonancia (b) y fuera de resonancia (c). Muestra M178-P01 (LPCVD).

Por último para comprobar que esta respuesta se debe a la señal de referencia (CW) y no a que no se filtra bien la de bombeo se han realizado una serie de comprobaciones. Primero se ha medido sintonizando la CW a una longitud de onda alejada de la resonancia (Figura 5.24(c)), y se puede ver que no

aparece ninguna variación temporal al inyectarle la señal pulsada. Posteriormente se ha comprobado que al desconectar la CW a la salida no aparece ninguna respuesta que de existir se debería a la señal de bombeo. Por último se ha visto que al desconectar la señal de bombeo tampoco varía la respuesta temporal a la salida. Otro detalle que demuestra que el efecto se debe a no linealidades producidas por la señal de bombeo es lo que se produce en la Figura 5.24(b) ya que el pico es negativo y los pulsos de entrada son siempre positivos.

También se han realizado distintas medidas en polarización TE pero no se ha conseguido la conmutación debido a que el campo no se intensifica en la región de la ranura para esta polarización en la guía ranurada horizontal.

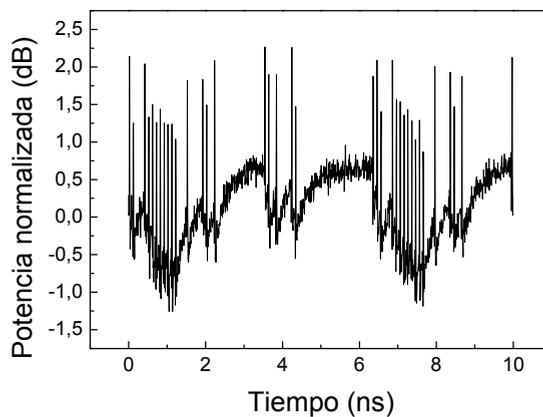


Figura 5.25: Respuesta temporal del conmutador con anillo resonante ($R=20\mu\text{m}$ y $\text{gap}=250\text{nm}$) para $\lambda_p=1557,5$ y $\lambda_{cw}\approx 1544,5\text{nm}$. Con una potencia de pico de la señal de bombeo de 150mW . Muestra M178-P01 (LPCVD).

Si tomamos una ventana temporal mayor (Figura 5.25) aparece un efecto no lineal adicional que no se debe al Kerr sino que está originado en los portadores libres. En la figura se observa cómo aparecen picos ultrarrápidos debido al efecto Kerr pero se puede ver cómo en los instantes donde hay varios 1's consecutivos aparece un efecto de signo contrario más lento. En cambio en los instantes donde dominan los 0's la respuesta vuelve al valor original de forma lenta. El principal problema de que aparezca este efecto que es lento y de menos magnitud es que enmascara la respuesta rápida ya que lo que hace es modificar el valor de 0 dependiendo de los datos procesados anteriormente y por lo tanto produce mucho ruido que aparecería en el diagrama de ojos y por lo tanto sería muy difícil decidir el valor de bit [Del90]. En cambio si sólo se transmiten 1's o la secuencia tiene pocos 1's (Figura 5.23) este efecto no aparece porque se llega a un valor estable debido a FC y se puede discriminar el valor de bit fácilmente.

Muestra N538-P03 (PECVD)

Se ha realizado un análisis similar para una muestra fabricada con PECVD que se corresponde con la muestra P03 del lote N538 que tiene 50nm de SiO_x depositados mediante el proceso PECVD. La estructura que se ha caracterizado es un anillo resonante con un radio $R=20\mu\text{m}$ y un $\text{gap}=300\text{nm}$. Las resonancias elegidas están separadas unos 10nm y las longitudes de onda empleadas son: $\lambda_{\text{CW}}=1550.1\text{nm}$ y $\lambda_p=1560.6\text{nm}$.

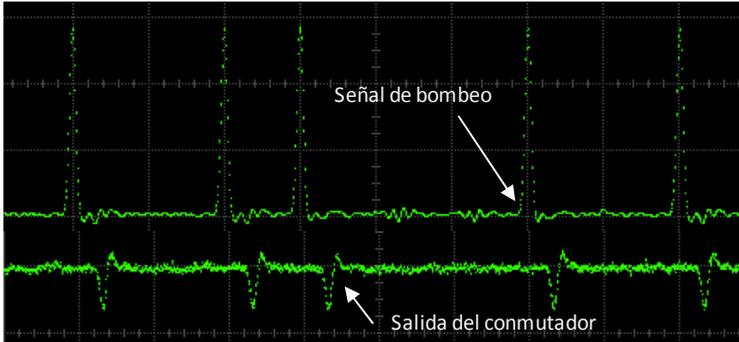


Figura 5.26: Traza con la señal de bombeo atenuada (superior) y respuesta del conmutador (inferior). Muestra N538-P03 (PECVD). Escala vertical 200μW/div; escala temporal 50ps/div.

Los resultados obtenidos son similares a los enunciados con la muestra anterior. Aparece un efecto térmico que produce un desplazamiento de la resonancia a mayores longitudes de onda que aprovechamos para sintonizar correctamente la CW a en la resonancia igual que en el caso anterior.

También aparece el efecto ultrarrápido debido al efecto Kerr como se puede ver en la Figura 5.26. En este caso se muestra una traza en la que se ven los pulsos de entrada de la señal de bombeo atenuada (superior) y la respuesta del conmutador a la longitud de onda de la CW después de los filtros de salida (inferior). Se puede ver que existe un retardo de 15ps entre los pulsos debido a la transmisión por el montaje y el chip y por los filtros que introducen también un retardo apreciable. Aún así se ve que el dispositivo responde perfectamente a los pulsos de entrada. Los pulsos de salida son negativos lo que significa que la CW está sintonizada a una longitud de onda ligeramente superior a la de la resonancia.

Al mismo tiempo que aparecía la conmutación por efecto Kerr también se observó otro efecto más lento debido a los portadores libres. En la Figura 5.27 se pueden ver 4 trazas temporales de la salida del conmutador en las que se aprecian claramente las no linealidades “*lentas*” (del orden de ns) debidas a los portadores libres junto con el efecto rápido (del orden de ps) debido al efecto

Kerr. El efecto Kerr no se aprecia muy bien debido a la escala temporal pero se pueden apreciar picos en la pendiente negativa de las trazas. La secuencia binaria utilizada tiene dos partes diferenciadas, una parte modulada con muchos 1's consecutivos seguido de un gran intervalo con 0's. La diferencia entre las trazas es la potencia de la señal de bombeo que va aumentando. Se aprecia claramente un efecto no lineal "*lento*" ya que cuando aparecen varios 1's seguidos el nivel de la señal disminuye (contrario al efecto Kerr y térmico) y en cambio en las zonas donde hay varios 0's seguidos el nivel aumenta como era de esperar para el efecto de los portadores libres. El proceso de creación de portadores libres (1's) es más rápido que la recombinación de éstos (0's). Se puede observar (Figura 5.27 (c-d)) que para elevadas potencias el efecto de los FC puede ser incluso superior al del Kerr.

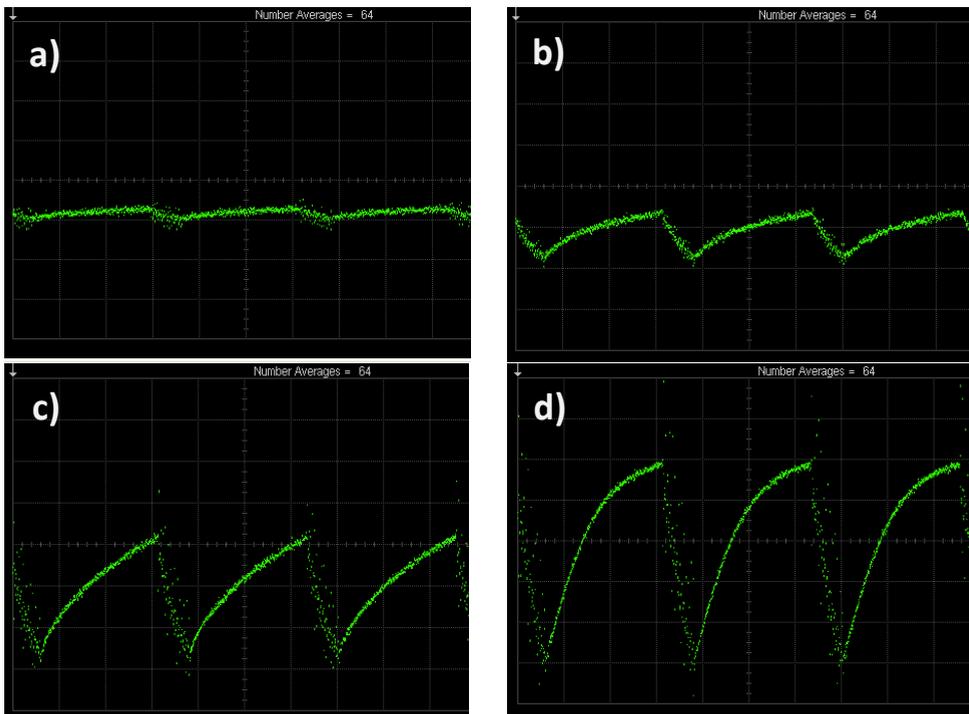


Figura 5.27: Trazas de la respuesta del conmutador para distintas potencias de la señal de bombeo donde se aprecia el efecto de los portadores libres. Muestra N538-P03 (PECVD). Escala vertical $200\mu\text{W}/\text{div}$; escala temporal $2\text{ns}/\text{div}$.

Si hacemos un zoom de la región de los 1's se puede ver también ambos efectos aunque se distinguen mejor los pulsos debidos a no linealidades Kerr (Figura 5.28).

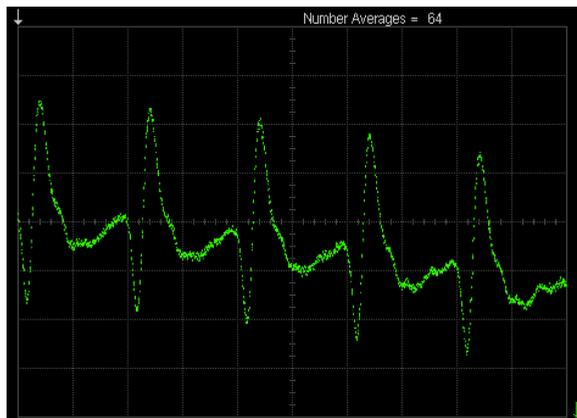


Figura 5.28: Trazas de la respuesta del conmutador para distintas potencias de la señal de bombeo donde se aprecia el efecto de los portadores libres. Muestra N538-P03 (PECVD). Escala vertical $200\mu\text{W}/\text{div}$; escala temporal $50\text{ps}/\text{div}$.

Conclusión

Se ha probado el funcionamiento de la estructura basada en un anillo resonante acoplado a una guía realizado todo en guía ranurada horizontal como conmutador todo óptico consiguiendo una velocidad unas 10 veces superior a otros conmutadores en los que tanto la señal de bombeo como la de referencia están en tercera ventana [Pre05, Tan07] y además se ha conseguido esto con unas potencias en el chip ($<100\text{mW}$) menores.

La relación de extinción conseguida es del orden de los resultados publicados ([Pre05] $\text{ER}\sim 6\text{dB}$; [Tan07] $\text{ER}\sim 9\text{dB}$). Además se espera mejorar estos resultados si se diseñan los anillos para tener un elevado Q teniendo en cuenta el efecto térmico.

Por tanto en un futuro se podrían utilizar conmutadores basados en esta estructura en los nodos ópticos ya que se emplean sólo longitudes de onda de la tercera ventana que son las utilizadas en comunicaciones.

5.- Puerta lógica XOR todo óptica

Una configuración más avanzada para conmutación óptica o incluso funcionalidades más avanzadas en las que se tienen dos señales de control son las puertas lógicas [Cue07, Ran04] o moduladores [Hoc06, Lee07, Liu04]. En el desarrollo de la microelectrónica las puertas lógicas han sido bloques funcionales cruciales. Por lo tanto las puertas lógicas todo ópticas pueden ser un elemento clave de las redes de comunicaciones ópticas a la hora de implementar nuevas y

más complejas funcionalidades. En este caso se ha diseñado y caracterizado una puerta lógica XOR todo óptica basada en un Interferómetro Mach-Zehnder en guías ranuradas horizontales.

5.1. Funcionamiento de una XOR basada en un Interferómetro Mach Zehnder

En la Figura 5.29 se puede ver el esquemático de una puerta lógica XOR basada en una estructura interferométrica *Mach Zehnder*. Los efectos no lineales necesarios para el funcionamiento del dispositivo deben tener lugar en las regiones no lineales (pueden ocurrir también en el resto de la estructura).

Para ver el funcionamiento de la puerta lógica XOR debemos fijarnos en las distintas señales. En primer lugar consideramos las señales de entrada. Se inyectan en el interior del chip dos señales de datos de elevada potencia (A y B) con longitudes de onda λ_A y λ_B y potencias respectivas P_A y P_B (potencia). Para cumplir con los objetivos del proyecto PHOLIGC estas dos señales deben ser secuencias binarias de pulsos con una tasa objetivo de 40 Gbit/s, lo que implica un máximo periodo de bit de menos de 25 ps. En un principio, ambas señales pueden tener la misma longitud de onda ($\lambda_A = \lambda_B$), pero deben estar sincronizadas para que los pulsos entren en el mismo instante.

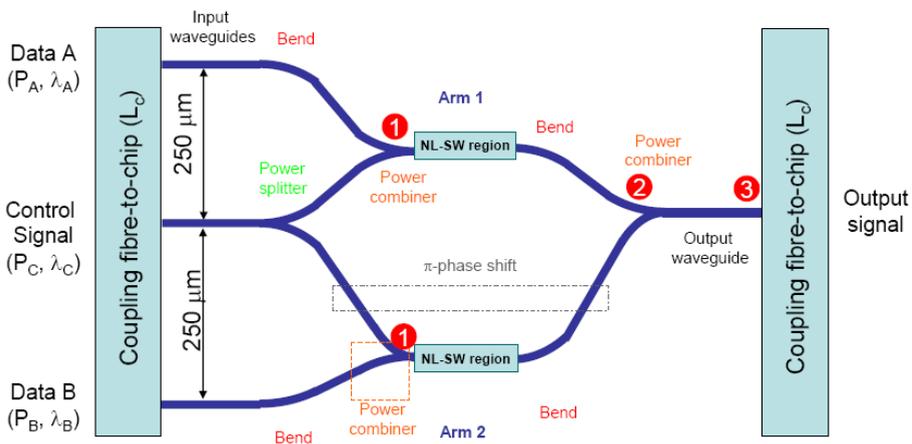


Figura 5.29: Esquema de una puerta lógica XOR basada en un MZI.

La otra señal de entrada es la señal de control (λ_C , P_C) que sufrirá un desfase en cada uno de los brazos del interferómetro *Mach Zehnder* dependiendo de la potencia de las señales de datos. La señal de control puede ser una señal continua aunque también se puede emplear una secuencia de pulsos sincronizadas con señales de datos.

Existen dos tipos de MZI: los *simétricos* en los que ambos brazos tienen la misma longitud; y los *asimétricos* en los que hay un brazo más largo que el otro. Por tanto vamos a explicar en funcionamiento de la puerta lógica en ambos casos aunque la base sea la misma.

En el caso del **MZI Simétrico** si introducimos una señal de control por el brazo central, ésta se dividirá en dos en el divisor y la mitad de la potencia viajará por cada brazo. En ausencia de señales de datos (de alta potencia) que exciten las no linealidades de alguno de los brazos, al ser el MZI simétrico en la salida la señal de ambos brazos se sumará en fase y volveremos a tener la misma señal que a la entrada. En cambio si en alguno de los dos brazos se inyecta una señal de alta potencia (señal de datos) excitará las no linealidades de dicho brazo variando el índice efectivo y con ello la longitud óptica del mismo, por lo que a la salida la señal de ambos brazos no se sumará en fase y por tanto el nivel de la señal de control disminuirá. El último caso es en el que se introduce señal por ambos brazos excitando la no linealidad. Debido a que el efecto no lineal se produce en ambos brazos la longitud óptica que ve la señal de control es la misma y por lo tanto a la salida se sumarán en fase las señales de ambos brazos obteniendo a la salida la misma señal de control que a la entrada. En este caso tendríamos que el valor de 0 es potencia elevada y el de 1 es potencia baja. En la Tabla 5.2 se puede ver la tabla lógica de funcionamiento de la **puerta lógica XNOR** que coincide con lo explicado aquí.

TABLA 5.2: TABLA LÓGICA DE OPERACIÓN DE UNA PUERTA LÓGICA XOR Y SU NEGATIVA XNOR.

Datos A	Datos B	XOR	XNOR
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

En cambio si tenemos un **MZI Asimétrico** al introducir una señal de control por el brazo central a la salida, en ausencia de señales de datos, como un brazo es mayor que el otro, la señal de ambos brazos se suma en contrafase. En este caso se debe diseñar la longitud de los brazos del MZI de manera que en régimen lineal la salida sea nula (idealmente) a la longitud de onda de trabajo del MZI para que al producirse cualquier cambio en alguno de los brazos la señal a la salida sea mayor que en ausencia de éstas. Por lo tanto en ausencia de señales de datos o cuando hay señal de datos (alta potencia) por ambos brazos la salida del MZI sería nula. Mientras que si sólo hubiera señal de datos por uno de los brazos, al variar la longitud óptica del mismo, la respuesta de la estructura sería 1, es decir, una potencia mayor, ya que no se tendrían un desfase entre ambos brazos de 180°.

Coincidiendo esta respuesta con la de la **puerta lógica XOR** Tabla 5.2. El funcionamiento del MZI asimétrico es mejor debido a que al tener un valor de cero muy bajo es mucho más eficiente y se detecta mejor cualquier desplazamiento debido a la señal de datos.

5.2. Simulaciones de la puerta lógica XOR todo óptica

Se ha simulado el funcionamiento de la puerta lógica XOR para ver qué desfase se consigue con potencias realistas para este tipo de sistemas ($\sim 0.1W$). Se asume que a la entrada de un brazo del MZI una señal de datos tiene una potencia de pico P_{in} , que es la potencia en la fibra, menos las pérdidas de acoplo, las del combinador y las de propagación hasta el MZI.

La intensidad óptica en la guía ranurada será $I_{in}=P_{in}/A_{eff}$ (W/cm^2). Dicha intensidad disminuirá exponencialmente debido a pérdidas de propagación y pérdidas no lineales por TPA.

La elevada potencia produce un aumento del índice efectivo en un término $2n_2I$. Por tanto la evolución de la fase en la guía tendrá un término proporcional al índice efectivo del modo (incluiremos también los efectos térmicos y de FC) y un término no lineal proporcional a la intensidad y al parámetro n_2 del material.

Tomando que los Si-nc de la ranura tienen un coeficiente Kerr n_2 , el desfase en la señal de control cuando inyectamos la señal de datos con potencia P_{in} es $\varphi_{NL} = 2\pi/\lambda z \cdot (2n_2P_{in}/A_{eff})/q$. El término q representa la dispersión en una guía no lineal ideal con una sección igual a A_{eff} . En las simulaciones se ha tomado $q=2$ para la guía ranurada horizontal. Las pérdidas de propagación consideradas han sido $\alpha=10dB/cm$.

Para una muestra fabricada con **PECVD**, con un $n_2=8 \times 10^{-13}$ cm^2/W e inyectando una potencia $P_{in}=0.1W$ se ha obtenido un desfase $\varphi_{NL}=29^\circ$ para una longitud del brazo de 2cm, lo que representa un ER ≈ 8.5 dB. Para conseguir un desfase de 180° se necesitaría una potencia $P_{in}=0.7W$ para una longitud del brazo de 1cm.

En cambio, para una muestra fabricada con **LPCVD**, con un $n_2=2 \times 10^{-12}$ cm^2/W se obtiene un mayor desfase. Por ejemplo con una potencia de entrada $P_{in}=50mW$ se obtiene un desfase de $\varphi_{NL}=34^\circ$ (ER ≈ 10 dB). En ambos casos la eficiencia se puede mejorar si se mejoran las pérdidas de propagación.

5.3. Caracterización de la puerta lógica XOR todo óptica

Para la caracterización de la puerta lógica el montaje utilizado es similar al del conmutador pero se deben añadir elementos a la entrada y además cambiar la fibra de entrada por un *fiber array*, que es un conjunto de 8 fibras que vienen empaquetadas juntas con una separación entre ellas de $250\mu\text{m}$, para poder inyectar distintas señales por separado.

El *fiber array* se coloca a la entrada del chip para poder acoplar las tres señales necesarias para la caracterización óptica de la puerta XOR todo óptica. El *fiber array* utilizado tiene *lensed fibers* que son las que se han utilizado para la caracterización de todos los dispositivos. Al ser un elemento comercial con la separación entre fibras estandarizada en el diseño de la puerta lógica ya se ha tenido en cuenta esta separación de $250\mu\text{m}$ para asegurar un acoplo eficiente desde las fibras al dispositivo.

En el diseño de la estructura también se dividió la salida de la puerta lógica y se sacó una parte de la señal por el mismo lado que la entrada para no tener que alinear la fibra a la salida. Por lo tanto se utilizarían 3 de las 8 fibras para inyectar señales y otra para recoger la salida. En la Figura 5.30 se puede ver una descripción esquemática del funcionamiento *fiber array* en el que las fibras y las guías no están representadas en la misma escala.

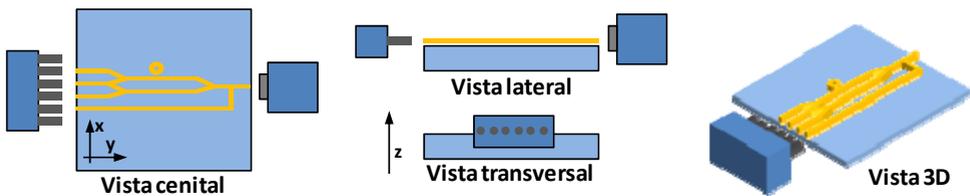


Figura 5.30: Vista esquemática del acoplo al chip con el fiber array.

El principal problema que se presentaba al usar el *fiber array* es el alineamiento de todas las fibras. Una vez montado el *fiber array* se comprobó que las fibras no estaban completamente alineadas y debido a que el alineamiento es crítico debido a las pequeñas dimensiones de las guías empleadas en el chip introducían muchas pérdidas. Aparte el alineamiento se complica mucho ya que se trabaja con una estructura con 8 fibras y el corte del chip a veces no es completamente recto y por lo tanto se debe ir con cuidado de no dañar ninguna de las fibras. Se comprobó que sólo se podía alinear perfectamente una de las fibras, cosa que no era suficiente para las necesidades del montaje y cuanto más nos alejábamos de la fibra alineada mayores eran las pérdidas de acoplo. Finalmente, para minimizar las pérdidas, se decidió buscar las 3 fibras mejor

alineadas y alinear bien la señal de control (centro) con lo que se tienen unas pérdidas similares en las señales de datos, aunque mayores que para la señal de control. Por último resaltar que se descartó el medir la salida en una cuarta fibra del *fiber array* debido a que las pérdidas eran muy grandes y al hacerlo con una fibra independiente a la salida se tenía mayor grado de libertad en el alineamiento.

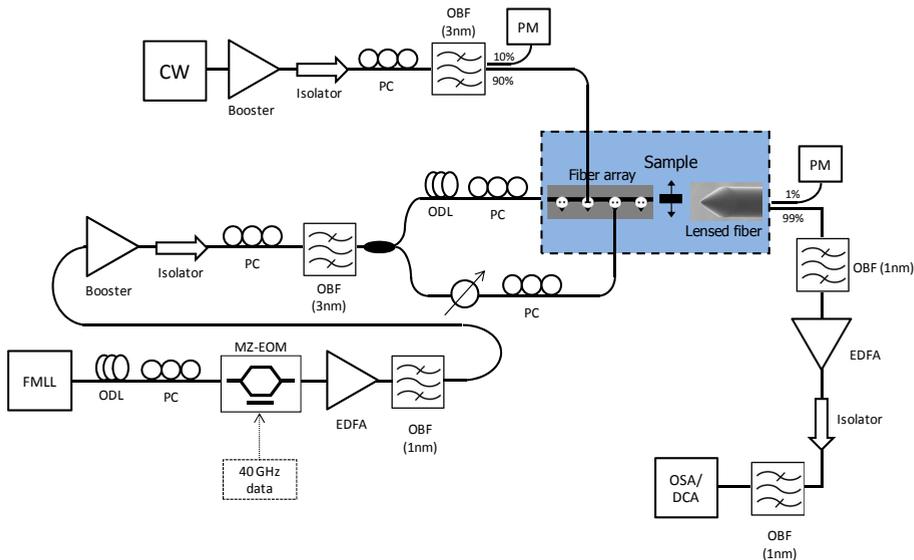


Figura 5.31: Montaje experimental usado para las medidas no lineales del conmutador todo óptico.

Una vez explicado el funcionamiento del *fiber array* en la Figura 5.31 se puede ver el montaje utilizado para la caracterización óptica de la puerta lógica XOR. La principal diferencia respecto al montaje para el conmutador, aparte del uso del *fiber array* para acoplar la luz a la entrada, es que una vez tenemos generada la secuencia binaria de pulsos de alta potencia la dividimos en dos e insertamos una *línea de retardo óptica* en uno de los brazos. Esta línea de retardo sirve para sincronizar los pulsos de los brazos del MZI. En ambos brazos colocamos un controlador de polarización para inyectar sólo la polarización TM que es para la que está diseñada la guía ranurada horizontal. Estas dos señales son las que introducimos en los puertos 1 y 3 del *fiber array* y representan las señales de datos. Empleamos la misma secuencia y longitud de onda en ambas señales pero retardadas para que no coincidan los valores y a la salida poder ver la respuesta de la puerta lógica para todas las posibles combinaciones de entrada. La señal de control que es la misma que en el conmutador se inyecta por el puerto 2 del *fiber array*. En un principio se pensó en utilizar un atenuador variable en una de las

señales de datos para que la potencia inyectada por ambos brazos fuera igual y por tanto los efectos no lineales introducidos también, sin embargo, al final se empleó otro método para ecualizar la potencia de ambas señales como se verá más adelante. A la salida de la muestra tenemos los mismos componentes que en el montaje del conmutador. De nuevo recalcar que se necesitan dos filtros a la salida para rechazar completamente la señal pulsada de entrada debido a su elevada potencia de pico.

La muestra caracterizada es la N538-P03 (PECVD) ya que es la que menos pérdidas de inserción presentaba, cosa crítica en este montaje debido a las elevadas pérdidas impuestas por el uso de *fiber array*. Las estructuras a caracterizar eran Interferómetro Mach Zehnder tanto simétricos como asimétricos con longitudes de los brazos de 5mm y 3mm. La estructura que mejores resultados ha dado es un MZI simétrico con los brazos de una longitud de 5mm (Figura 5.32), debido a que es la estructura que menos pérdidas de acoplo presentaba. En el diseño del Mach Zehnder se pusieron anillos acoplados para enfatizar las no linealidades aunque en principio no se han empleado ya que las longitudes de onda en las que se ha trabajado están lejos de las resonancias del anillo.

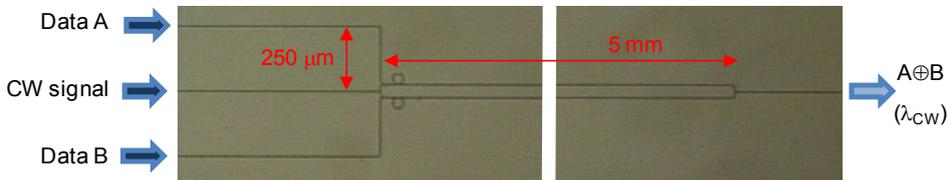


Figura 5.32: Imagen óptica del MZI caracterizado (no está a escala).

Las longitudes de onda utilizadas son para las señales de datos $\lambda_p=1557\text{nm}$ y para la señal de control $\lambda_{CW}=1544\text{nm}$, por lo tanto están separadas 13nm . En este caso no es necesario que las señales estén sintonizadas a una longitud de onda en concreto ya que se trata de un MZI simétrico y no utilizamos los anillos resonantes. Por lo tanto lo único que se necesita es separar suficientemente las longitudes de onda para que no se solapen en frecuencia y que estén dentro de las longitudes de onda de trabajo de los amplificadores.

A la salida del MZI después de filtrar las señales de datos y quedarnos con la de control se mide con un osciloscopio óptico. La salida temporal de la XOR (señal de control) se puede ver en la Figura 5.33 en tres casos diferentes, cuando sólo se introduce la señal de datos A (negro); cuando sólo se introduce la señal de datos B (rojo); y si se introducen ambas señales de datos, A y B (verde).

Para ecualizar la potencia de las señales de datos lo que se hace es, visualizando la salida de la puerta lógica, hacer que en los instantes donde tenemos 1-1, y por lo tanto la respuesta debe ser nula, se varía el alineamiento para conseguir dicho objetivo. De este modo, se compensan las pérdidas extra que puede tener alguna de las fibras de entrada y se ecualiza el dispositivo. Por lo tanto aunque sigue siendo un inconveniente el uso del *fiber array* por las elevadas pérdidas de inserción que introduce lo aprovechamos para no tener que insertar pérdidas extra con un atenuador variable.

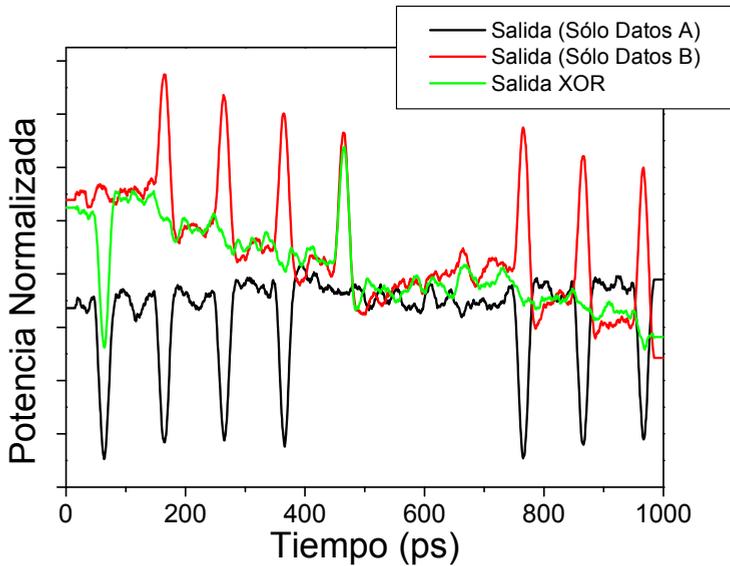


Figura 5.33: Respuesta temporal de la puerta lógica XOR a la longitud de onda de la CW $\lambda=1544\text{nm}$ (verde) introduciendo las dos señales de datos A y B; (negro) introduciendo sólo la señal de datos A; (rojo) introduciendo sólo la señal de datos B.

Se ha estimado que la potencia de pico a la entrada de los brazos del MZI para las señales de datos es de unos 45mW aunque podría ser menor, mientras que para la señal de control es de $\sim 0.5\text{mW}$. No se han conseguido mayores potencias debido a las elevadas pérdidas de inserción que se tienen al tener que alinear 3 fibras mediante el *fiber array* y al mismo tiempo asegurar la misma potencia en ambos brazos del MZI.

Mediante la observación de los pulsos de salida se ha estimado que se corresponden con un desfase no lineal de unos 5° en los brazos del MZI, lo que es un valor bastante elevado considerando los niveles de potencia utilizados y la pequeña longitud del dispositivo.

El hecho de que en la Figura 5.33 se observen tanto pulsos positivos como negativos se debe a que aunque el Mach Zehnder se ha diseñado simétrico, en realidad no lo es y está desbalanceado, es decir, que en régimen lineal el desfase entre ambos brazos no es simétrico. Esto se puede deber a que uno de ellos sea más largo o a que uno sea más ancho como se ha visto en el 4.3.1.1. Por tanto al tener una ligera asimetría, cuando se inyecta un pulso de Datos A (Datos B) el desfase que se introduce en el Mach Zehnder disminuye (aumenta) el FSR del dispositivo y por lo tanto se obtiene un pulso negativo (positivo) a la salida del mismo. En cambio, cuando se inyecta un pulso por cada uno de los brazos se compensa el desfase y como se espera según la respuesta de la puerta lógica XOR aparece un nulo en la respuesta. Este comportamiento se podría solucionar al utilizar un Mach Zehnder completamente simétrico o si en régimen lineal estuviese trabajando en un máximo o mínimo.

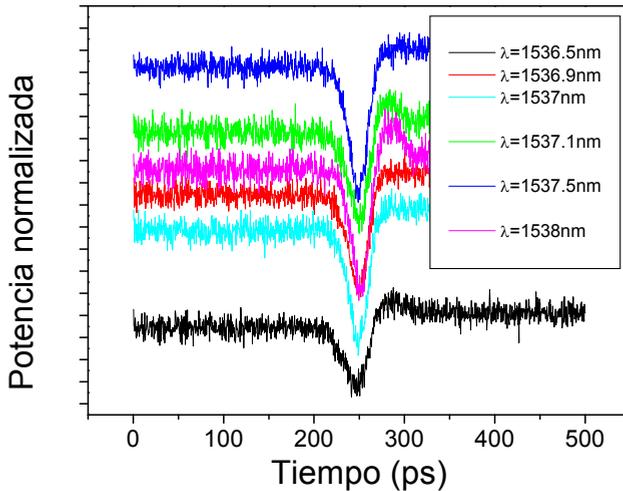


Figura 5.34: Respuesta temporal de la puerta lógica XOR inyectando señal por un único brazo y para distintas longitudes de onda de la señal de control.

Para corroborar este hecho se hicieron distintas medidas en el tiempo inyectando señal por uno de los puertos de datos y observando la salida a la longitud de onda de la señal de control variando ésta ligeramente. Como se puede ver en la Figura 5.34 al variar la longitud de onda de la señal de control varía el nivel medio a la salida y también la profundidad del pico. Esto demuestra que nos vamos desplazando por un pico de la respuesta de un MZI asimétrico (varía la potencia media) y al mismo tiempo con un mismo desplazamiento del índice efectivo y por lo tanto del desfase, se produce una distinta variación en el pico ya que éste depende de la pendiente de la respuesta del MZI en el punto donde nos encontremos.

En la Figura 5.33 se puede ver un desplazamiento lento del nivel medio de la señal junto a los pulsos ultrarrápidos debidos al efecto Kerr. Esta respuesta, al igual que en el caso del conmutador, se debe a los portadores libres cuyo efecto es más lento (del orden de ns). Este efecto se puede apreciar más claramente en la Figura 5.35, donde de nuevo se muestra la respuesta del dispositivo para los tres casos: a) ambas secuencias de datos simultáneamente; b) sólo con la señal de datos A; y c) sólo con la señal de datos B. Se puede observar cómo el efecto lento tiene signo contrario al de los pulsos, es decir, cuando aparecen varios pulsos positivos (negativos) consecutivos el nivel medio disminuye (aumenta) y cuando hay 0's el nivel vuelve al nivel inicial. Por lo tanto, este efecto se debe claramente a la recombinación de los portadores libres cuyo signo es negativo y por tanto contrario tanto al efecto Kerr como al térmico.

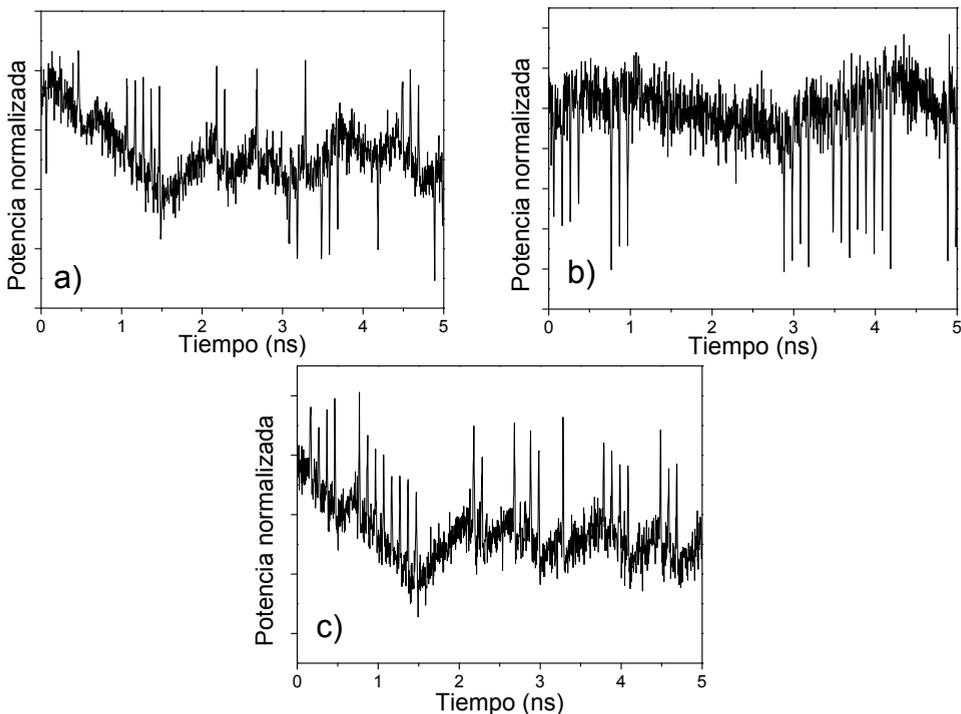


Figura 5.35: Respuesta temporal de la puerta lógica XOR a la longitud de onda de la CW $\lambda=1544\text{nm}$ (a) introduciendo las dos señales de datos A y B; (b) introduciendo sólo la señal de datos A; (c) introduciendo sólo la señal de datos B.

Cabe destacar que para esta configuración de la puerta lógica XOR el efecto térmico no afecta al experimento ya que el aumento del índice efectivo de la guía es el mismo para ambos brazos porque la secuencia que se introduce por ambos es la misma y con la misma potencia. Por tanto el calentamiento debido a la

potencia que se inyecta en cada brazo del MZI es el mismo y los desfases que se introducen se cancelan.

Si por el contrario las secuencias utilizadas fueran muy distintas (como puede ocurrir en un dispositivo real) o se utilizara un MZI asimétrico se debería de tener en cuenta este efecto a la hora de diseñar un dispositivo comercial y se debería compensar con microcalentadores o algún sistema similar.

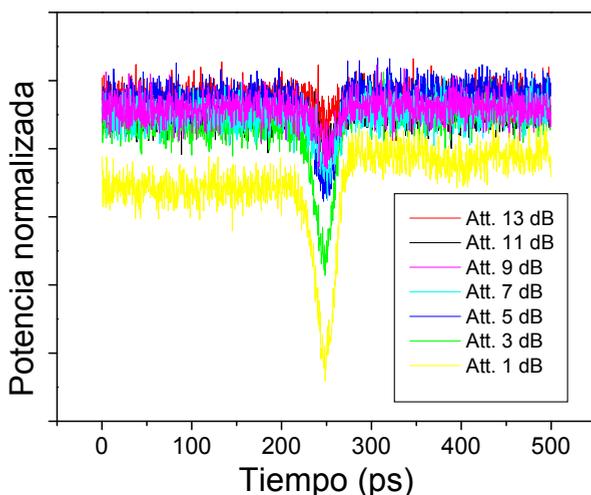


Figura 5.36: Respuesta temporal de la puerta lógica XOR inyectando señal por un único brazo y para distintas potencias de entrada.

También se hizo un estudio para ver la potencia mínima de la señal de datos necesaria para poder observar el efecto Kerr. En la Figura 5.36 se puede ver la respuesta temporal para distintas potencias de entrada de la señal de datos y se puede observar que en todas aparece el pico debido al efecto Kerr aunque va disminuyendo su relación de extinción.

Conclusión

El objetivo principal de la tesis que es el demostrar **el funcionamiento de una puerta lógica XOR** mediante en un interferómetro Mach Zehnder basada en una guía ranurada horizontal **ha sido conseguido con éxito**. El funcionamiento se ha probado a 10 Gbit/s, aunque por los tiempos de respuesta el dispositivo también funcionaría a 40 Gbit/s.

Para el acoplo desde la fibra se ha utilizado una guía de entrada de 3 μ m y mediante un taper adiabático se llega a la dimensión final de la guía de 500nm. Este método junto al uso del *fiber array* hace que las pérdidas de inserción sean muy elevadas y por lo tanto la potencia de pico en el chip es muy baja. Si se consiguiera mejorar la eficiencia de acoplo mediante el empleo por ejemplo de

inverted taper, con el cual es posible conseguir eficiencias del 93%, se podría tener una mayor potencia en el MZI y mejorar la relación de extinción de la puerta lógica XOR (Figura 5.36).

Las potencias en chip necesarias para el funcionamiento del dispositivo y el pequeño tamaño del mismo hacen que en un futuro se podrían anidar estructuras de este tipo (evitando tener que acoplar luz desde/hacia el exterior más de una vez) y conseguir funcionalidades mayores para integrar estos dispositivos en nodos de redes ópticas ya que además las señales necesarias para su funcionamiento están en tercera ventana.

6.- Conclusiones

La guía ranurada se presenta en este capítulo como una alternativa para la implementación de funcionalidades activas basadas en los efectos no lineales. Sus principales ventajas que los hacen atractivos son su capacidad de concentrar la luz aumentando por tanto las densidades de campo eléctrico y la posibilidad de utilizar materiales no lineales de bajo índice de refracción con las ventajas del pequeño tamaño de estructuras de alto contraste. De esta manera se espera poder realizar dispositivos que aprovechen eficientemente los efectos no lineales que tienen lugar en el seno de los materiales sin necesidad de realizar dispositivos excesivamente largos o con grandes consumos de potencia.

En este capítulo se han estudiado y caracterizado distintos mecanismos no lineales que se producen en el material depositado en la ranura que son los nanocristales de silicio en SiO₂. Se ha medido el efecto de Automodulación de Fase (SPM) y el de Mezcla de Cuatro Ondas (FWM) obteniendo a partir de este último el índice no lineal del material (n_2) utilizando unas potencias típicas de los sistemas de comunicaciones ópticas. También se han comparado los dos procesos de deposición de los Si-nc obteniendo un mayor efecto no lineal en las muestras fabricadas mediante LPCVD frente a las de PECVD.

TABLA 5.3: RESUMEN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN EL CONMUTADOR ÓPTICO Y LA PUERTA XOR.

	Conmutador (LPCVD)	Conmutador (PECVD)	Puerta lógica XOR (PECVD)
Potencia media	7.5 dBm	7.5 dBm	12 dBm
FWHM a la salida	~ 10 ps	~ 10 ps	~ 10 ps
ER a la salida	5 dB	1 dB	0.05 dB

Posteriormente se ha presentado un conmutador todo óptico basado en la guía ranurada horizontal en el que tanto la señal de datos como la de control están sintonizadas en tercera ventana. Para ello se ha estudiado una estructura

muy sencilla basada en un anillo resonante que posteriormente y aprovechando las medidas lineales del capítulo anterior se ha caracterizado. Para ello se ha modificado el montaje de medidas añadiendo más elementos para poder realizar las medidas en el tiempo. Se ha conseguido demostrar el funcionamiento del conmutador todo óptico basado en el efecto Kerr por primera vez con unas velocidades de conmutación del orden de ps mucho más rápida que la conmutación basada en recombinación de portadores libres. También se ha observado una variación más lenta (del orden de ns) debida a los portadores libres que puede enmascarar la respuesta ultrarrápida del efecto Kerr y también un efecto térmico que al ser tan lento (del orden de ms) lo único que hace es desplazar la resonancia del anillo. La relación de extinción conseguida en el conmutador todo óptico ha sido de unos 5dB. En la Tabla 5.3 se puede ver una tabla con los resultados para muestras con ambos tipos de deposición.

En la última parte del capítulo se ha estudiado una puerta lógica XOR basada en un Interfómetro Mach Zehnder basado en la guía ranurada horizontal que era el principal objetivo de la tesis y el proyecto PHOLOGIC. Tras una breve explicación del funcionamiento del mismo se ha caracterizado ópticamente demostrando su funcionamiento a 10 Gbit/s aunque debido a la velocidad de respuesta también funcionaría a 40 Gbit/s que se pretendía. Para la caracterización se ha modificado de nuevo el montaje y se ha introducido un elemento nuevo que es el *fiber array* con el que se consigue introducir 3 señales (2 de datos y la de control) al mismo tiempo en el chip y se utilizad otra fibra para coleccionar la salida del dispositivo. En la Tabla 5.3 se puede ver un resumen de los resultados obtenidos. Es la primera vez que se demuestra esta funcionalidad con estas velocidades (efecto Kerr) utilizando todas las señales en tercera ventana y con potencias normales en comunicaciones ópticas. Además, los materiales utilizados para la fabricación de todos los dispositivos con completamente compatibles con los procesos de fabricación CMOS lo que permite la fabricación en masa de estos dispositivos.

7.- Referencias del capítulo

- [Agr01] G. P. Agrawal, *“Nonlinear fiber optics”*, Ed.: Academic Press, (3ª edición, 2001).
- [Alm04] V. R. Almeida, C. A. Barrios, R. R. Panepucci, M. Lipson, *“All-optical control of light on a silicon chip”*, Nature, 431, 1081 – 1084 (2004).
- [Bar04] C. A. Barrios, *“High performance all-optical silicon microswitch”*, Electronics Letters, vol. 40, pp. 14-15 (2004).
- [Bell95] J. Bell, K. Al-Hemyari, J.S. Aitchison, C.N. Ironside, G.T. Kennedy and W. Sibbett, *“Demonstration of all-optical switching in a symmetric Mach-Zehnder interferometer”*, Electronic Letters, 31, 2095 – 2097 (1995).
- [Boy03] R. W. Boyd, *“Nonlinear Optics”*, 2ª Ed.: Academic Press (2003).
- [Cue07] F. Cuesta-Soto, A. Martínez, J. Blasco, J. Martí, *“Numerical analysis of the performance of Mach-Zehnder interferometric logic gates enhanced with coupled nonlinear ring- resonators”*, Optics Express, 15, 2323 – 2335 (2007).
- [Del90] K. W. DeLong, G. I. Stegeman, *“Two-photon absorption as a limitation to all-optical waveguide switching in semiconductors”*, Applied Physics Letters, 57, 2063 – 2064 (1990).
- [Din03] M. Dinu, F. Quochi, and H. Garcia, *“Third-order nonlinearities in silicon at telecom wavelengths”*, Appl. Phys. Lett. 82 (18), 2954-2956 (2003).
- [Dul06] E. Dulkeith, Y. A. Vlasov, X. Chen, N. C. Panoiu, and R. M. Osgood. *“Self-phase-modulation in submicron silicon-on-insulator photonic wires,”* Opt. Express 14:5524–5534 (2006).
- [Esp05] R. Espinola, J. Dadap, R. Osgood, S. McNab, Y. Vlasov, *“C-band wavelength conversion in silicon photonic wire waveguides”*, Opt. Express 13, pp. 4341-4349 (2005).
- [Fuj06] Takeshi Fujisawa and Masanori Koshihara, *“All-optical logic gates based on nonlinear slot-waveguide couplers,”* J. Opt. Soc. Am. B 23, 684-691

- (2006)
- [Fuk05] H. Fukuda, K. Yamada, T. Shoji, M. Takahashi, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, J. Takahashi, and S. Itabashi, “*Four-wave mixing in silicon wire waveguides*,” *Opt. Express* 13, 4629-4637 (2005).
- [Gha08] R. Ghayour, A. Naseri Taheri, and M. Taghi Fathi, “*Integrated Mach-Zehnder-based 2×2 all-optical switch using nonlinear two-mode interference waveguide*,” *Appl. Opt.* 47, 632-638 (2008).
- [Gul05] Stephan Gulde, Asma Jebali, and Nikolaj Moll, “*Optimization of ultrafast all-optical resonator switching*,” *Opt. Express* 13, 9502-9515 (2005).
- [Guo02] Y. Guo, C.K. Kao, E.H. Li, K.S. Chiang, “*NonLinear Photonics*”, The Chinese University Press, Springer, (2002).
- [Hoc06] M. Hochberg, T. Baehr-Jones, G. Wang, M. Shearn, K. Harvard, J. Liu, B. Chen, Z. Shi, R. Lawson, P.Sullivan, A. K. Y. Jen, L. Dalton, A.Scherer, “*Terahertz All-Optical Modulation in a Silicon-Polymer Hybrid System*”, *Nature Materials* 5, pp. 703-709 (2006).
- [Koo07] C. Koos, L. Jacome, C. Poulton, J. Leuthold, W. Freude, “*Nonlinear silicon-on-insulator waveguides for all-optical signal processing*”, *Optics Express*, Vol. 15, pp. 5976-5990 (2007)
- [Koo08] C. Koos, P. Vorreau, P. Dumon, R. Baets, B. Esembeson, I. Biaggio, T. Michinobu, F. Diederich, W. Freude, and J. Leuthold, “*Highly-Nonlinear Silicon Photonic Slot Waveguide*,” in *National Fiber Optic Engineers Conference, OSA Technical Digest (CD)* (Optical Society of America, 2008), paper PDP25.
- [Kor97] A. Korpel, “*Acousto-Optics*”, Ed.: New York Marcel Dekker, (1997).
- [Kuo06] Y.H. Kuo, et al. “*Demonstration of wavelength conversion at 40 Gb/s data rate in silicon waveguides*,” *Opt. Express* 14, 11721-11726 (2006).
- [Lee07] H. Lee, B. O, S. Lee, S. Park, and E. Lee, “*Design of a silicon optical modulator using photonic crystal Mach-Zehnder interferometer*,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim 2007*, (Optical Society of America, 2007), paper ThP_085.

- [Lin07] Q. Lin, Oskar J. Painter, and Govind P. Agrawal, "Nonlinear optical phenomena in silicon waveguides: modeling and applications," Opt. Express 15, 16604-16644 (2007)
- [Liu04] A.Liu, L. Liao, D. Rubin, H. Nguyen, B. Ciftcioglu, Y. Chetrit, N. Izhaky, and M. Paniccia, "High-speed optical modulation based on carrier depletion in a silicon waveguide," Opt. Express 15, 660-668 (2007).
- [Miz05] Takayuki Mizuno, Hiroshi Takahashi, Tsutomu Kitoh, Manabu Oguma, Toshimi Kominato, and Tomohiro Shibata, "Mach-Zehnder interferometer switch with a high extinction ratio over a wide wavelength range," Opt. Lett. 30, 251-253 (2005).
- [Not05] M. Notomi, A. Shinya, S. Mitsugi, G. Kira, E. Kuramochi, T. Tanabe, "Optical bistable switching action of Si high-Q photonic-crystal nanocavities" Optics Express, 13, 2678 – 2687 (2005).
- [Pas07] D. Pastor, F. Ramos, J. Capmany, "Sistemas de comunicaciones ópticas", Ed SPUPV (2007).
- [Pre05] S. F. Preble, Q. Xu, B. S. Schmidt, and M. Lipson, "Ultrafast all-optical modulation on a silicon chip," Opt. Lett. 30, 2891-2893 (2005).
- [Ram98] R. Ramaswami, K. N. Sivajaran, "Optical Networks: A practical perspective", Ed.:Academic Press Inc., San Diego (1998).
- [Ran04] S. Randel, A. Marques de Melo, K. Petermann, V. Marembert, and C. Schubert, "Novel Scheme for Ultrafast All-Optical XOR Operation," J. Lightwave Technol. 22, 2808- (2004).
- [Ron06] H. Rong, Y.-H. Kuo, A. Liu, M. Paniccia, and O. Cohen, "High efficiency wavelength conversion of 10 Gb/s data in silicon waveguides," Opt. Express 14, 1182-1188 (2006).
- [Sal08] R. Salem, M. A. Foster, A. C. Turner, D. F. Geraghty, M. Lipson & A. L. Gaeta, "Signal regeneration using low-power four-wave mixing on silicon chip", Nature Photonics, Vol. 2, pp. 35-38 (2008).
- [Siv06] G. A. Siviloglou, S. Suntsov, R. El-Ganainy, R. Iwanow, G. I. Stegeman, D. N. Christodoulides, R. Morandotti, D. Modotto, A. Locatelli, C. De Angelis, F. Pozzi, C. R. Stanley, and M. Sorel, "Enhanced third-order nonlinear effects in optical AlGaAs nanowires," Opt. Express 14, 9377-

- 9384 (2006)
- [Spa09] R. Spano, N. Daldosso, M. Cazzanelli, L. Ferraioli, L. Tartara, J. Yu, V. Degiorgio, E. Giordana, J. M. Fedeli, and L. Pavesi, "*Bound electronic and free carrier nonlinearities in Silicon nanocrystals at 1550nm*," Opt. Express 17, 3941-3950 (2009).
- [Ste88] G.I. Stegeman, E.M. Wright, N. Finlayson, R. Zanoni, C.T. Seaton, "*Third order nonlinear integrated optics*", Journal of Lightwave Technology, 6, 953 – 970 (1988).
- [Ste99] T.E. Stern and K. Bala; "*Multiwavelength optical networks: a layered approach*", Ed. : Addison-Wesley (1999).
- [Tan07] Tanabe, T. et al., "*Fast all-optical switching using ion-implanted silicon photonic crystal nanocavities*", Appl. Phys. Lett. 90, 031115 (2007).
- [Tsa02] H. K. Tsang, C. S. Wong, T. K. Liang, I. E. Day, S. W. Roberts, A. Harpin, J. Drake, and M. Asghari. "*Optical dispersion, two-photon absorption and self-phase modulation in silicon waveguides at 1.5 μ m wavelength*," Appl. Phys. Lett. 80:416–418 (2002).
- [Val08] T. Vallaitis, C. Koos, B. Esembeson, I. Biaggio, T. Michinobu, F. Diederich, P. Dumon, R. Baets, W. Freude, J. Leuthold, "*Highly nonlinear silicon photonics slot waveguides without free carrier absorption related speed-limitations*," Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on , vol., no., pp.1-2, 21-25 Sept. 2008
- [Val09] T. Vallaitis, C. Heine, R. Bonk, W. Freude, J. Leuthold, C. Koos, B. Esembeson, I. Biaggio, T. Michinobu, F. Diederich, P. Dumon, and R. Baets, "*All-Optical Wavelength Conversion at 42.7Gbit/s in a 4mm Long Silicon-Organic Hybrid Waveguide*," in Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2009), paper OWS3.
- [Wal08] Waldow, M. et al., 25ps all-optical switching in oxygen implanted silicon-on-insulator microring resonator. Opt. Express 16, 7693-7702 (2008).
- [Web03] R.P. Webb, R.J. Manning, G.D. Maxwell, A.J. Poustie, "*40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder*

- interferometer,”* Electronics Letters , vol.39, pp. 79-81 (2003).
- [Wu07] Yaw-Dong Wu, Min-Lun Huang, Mao-Hsiung Chen, and Rong-Zhan Tasy, “*All-optical switch based on the local nonlinear Mach-Zehnder interferometer,”* Opt. Express 15, 9883-9892 (2007).
- [Xu08] Q. Xu, D. Fattal, and R.G. Beausoleil, “*Silicon microring resonators with 1.5- μm radius,”* Opt. Express 16, 4309-4315 (2008).
- [Yam06] K. Yamada, H. Fukada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, T. Shoji, S. Itabashi, “*All-optical efficient wavelength conversion using silicon photonic wire waveguide,”* IEEE Photon. Technol. Lett. Vol 18, pp. 1046-1048 (2006).
- [Yar84] A. Yariv, P Yeh, “*Optical waves in crystals: propagation and control of laser radiation,”* Ed.: John Wiley & sons, (1984).
- [Yar91] A. Yariv, “*Optical Electronics,”* Ed.: Saunders College (4ª Edición 1991).

Capítulo 6

Conclusiones, líneas futuras y contribuciones originales.

1.- Conclusiones del trabajo realizado

El trabajo realizado en esta tesis se ha centrado en buscar una alternativa a la microelectrónica para realizar funciones de procesado que se realizan en los nodos de las redes de comunicaciones y que pasen a realizarse en el dominio óptico. Para ello se ha seguido un proceso lógico hasta la consecución de comprobar experimentalmente el funcionamiento tanto de un conmutador todo óptico, como de una puerta lógica XOR, que son la base de cualquier operación lógica y por tanto de los procesadores. Todo ello mediante materiales y procesos compatibles con la tecnología CMOS, de forma que sea posible una posterior fabricación a gran escala de los dispositivos estudiados.

Las principales conclusiones y resultados que se derivan del trabajo realizado son:

- Se ha estudiado y optimizado la guía ranurada [Alm04] tanto vertical (polarización TE) como horizontal (polarización TM) en tecnología SOI. Se ha comprobado que dicha guía posee diversas ventajas respecto a otras estructuras a la hora de conseguir efectos no lineales [Bar04], activos o de sensores [Del07], debido a que consigue confinar en una región muy pequeña (ranura) una gran intensidad óptica, es decir, casi todo el modo viaja por una región nanométrica. Además dicha ranura debe ser de un material de bajo índice por lo que podemos rellenarla con algún material con un coeficiente no lineal mayor que el del silicio como polímeros o Si-nc. La guía ranurada ha sido optimizada para tener una pequeña *Área efectiva* ($A_{eff} \sim 0.057 \mu m^2$) y por lo tanto optimizar las no linealidades en su interior.
- Se han fabricado las guías ranuradas diseñadas y se han caracterizado ópticamente para evaluar su funcionamiento. Las pérdidas de propagación que se han medido son inferiores a los 10 dB/cm. Al mismo tiempo se ha comprobado que la guía ranurada vertical presenta problemas para la deposición del material no lineal (Si-nc) en la ranura que se traducen en elevadas pérdidas de propagación que hacen poco aconsejable dicha configuración.
- Se han caracterizado las propiedades físicas de las muestras fabricadas para obtener una estadística de la desviación producida por los procesos de fabricación. A partir de estos resultados se ha estudiado la posible influencia que pueden tener estas tolerancias en el guiado y en el funcionamiento de los dispositivos que se fabriquen con esta tecnología.
- Se ha abordado el problema del acoplo a la guía ranurada:
 - En el caso de la guía ranurada vertical se ha dividido dicho problema en dos partes ya que para el transporte de las señales por el chip se pretende utilizar guías SOI convencionales: 1) Acoplo de una guía SOI estándar a la guía ranurada vertical: se han presentado diversas propuestas y se ha estudiado a fondo una basada en tapers con la que se ha conseguido una eficiencia de acoplo por encima del 90% en un ancho de banda de 500nm. 2) Acoplo de una guía SOI a fibra óptica monomodo: se ha estudiado la bibliografía al respecto y se han encontrado que con el *inverted taper* se pueden conseguir pérdidas de acoplo menores a 2dB.

- En cambio para el caso de la guía ranurada horizontal se ha estudiado el acoplo directamente desde la fibra monomodo empleando tanto los *gratings* como los *inverted taper*.
- Se ha estudiado el comportamiento de los anillos resonantes diseñados con guía ranurada. Se han estimado las pérdidas por curvatura para elegir el radio de los anillos y los coeficientes de acoplo para tener una aproximación de los gaps necesarios a la hora de diseñar los dispositivos. También se han tenido en cuenta las tolerancias de los procesos de fabricación y se ha comprobado que las frecuencias de resonancia varían bastante con la anchura de la guía con la que se hacen los anillos y se propone la utilización de micro-calentadores para controlar las longitudes de onda de funcionamiento, cosa que de todos modos era necesaria ya que el radio diseñado no es exactamente el fabricado y por tanto se necesita un pequeño ajuste en la frecuencia de resonancia.
- Se ha estudiado un desfasador de 90° basado en anillos resonantes para integrar en un Modulador/Demodulador vectorial fotónico para QAM y QPSK. Para ello se ha realizado un profundo análisis de los distintos parámetros que lo conforman y se han calculado los valores óptimos de los mismos a partir de resultados experimentales.
- Se han estudiado los MZI para ver si se pueden emplear en el diseño de la puerta lógica XOR. Además se ha investigado el comportamiento del dispositivo frente a las variaciones de las dimensiones que se producen por los procesos de fabricación y se ha comprobado que éstas afecta mucho al comportamiento de los MZI. En los MZI simétricos la variación en anchura en uno de los brazos introduce una asimetría en la estructura; en cambio en el caso de los asimétricos produce una gran variación en el FSR de los MZI diseñados. Por tanto, al igual que en los anillos resonantes, se necesita un agente externo (microcalentador) instalado en los brazos del MZI para controlar la respuesta del dispositivo que nos ayude al mismo tiempo a sintonizarlo a las frecuencias que se necesite.
- Se han caracterizado distintas muestras con anillos resonantes de distintas dimensiones y gaps. Se ha comprobado que su funcionamiento se ajusta a la teoría y se han obtenido los parámetros más importantes de los mismos: Q, ER, FSR. También se han obtenido el radio y gap óptimos con los que implementar el conmutador óptico.

- Distintas muestras con MZI tanto simétricos como asimétricos, con distintas longitudes y asimetrías también han sido caracterizados y se han medido los parámetros más importantes de estas estructuras: FSR, ER. Se ha desechado la idea de utilizar las resonancias de los anillos de los brazos para aumentar el efecto del MZI ya que se ha visto que debido a los procesos de fabricación los anillos no son exactamente iguales y por tanto las resonancias no coinciden con el problema que esto supone para la aplicación de la puerta lógica.
- Para comprobar que se pueden implementar dispositivos ópticos no lineales se han medido primero efectos no lineales básicos que se producen en guías como son SMP o FWM y si se aprovechan las virtudes de la guía ranurada. Además se han intentado comparar los dos procesos de deposición de los Si-nc (PECVD-LPCVD):
 - o SPM: se han caracterizado muestras con deposición PECVD, LPCVD y otras de referencia con SiO₂ sin Si-nc. Se ha comprobado que el ensanchamiento por SPM es mucho mayor en las muestras fabricadas con LPCVD y que el efecto es muy dependiente de la polarización, ya que como la guía ranurada horizontal sólo produce confinamiento de potencia en la ranura para polarización TM. También el efecto es mucho mayor para esta polarización.
 - o FWM: para comprobar este efecto en las muestras se ha modificado el montaje para poder inyectar dos señales en la muestra. Al igual que el SPM el FWM se ha medido tanto en muestras con Si-nc (PECVD y LPCVD) como sin Si-nc (muestra de referencia), sin embargo en estas últimas el efecto es casi inapreciable. A partir de distintas medidas del FWM se ha podido calcular el índice de refracción no lineal (n_2) que es muy similar a los valores reportados en la literatura.
- Se ha rediseñado el montaje de caracterización para poder inyectar una señal de datos a 10Gbit/s y con ello demostrar el funcionamiento de un **conmutador todo óptico** a 10Gbit/s basado en un anillo resonante fabricado en guía ranurada horizontal. Es la primera vez que se consigue conmutación debida a efecto Kerr (\sim ps) en silicio ya que las anteriores publicaciones lograban conmutación basada en los portadores libres (FC).
- Se han conseguido distinguir a partir de las medidas del conmutador óptico tres tipos de efectos no lineales con distintas velocidades de

funcionamiento y signo del efecto. Se pueden observar efectos térmicos (\sim ms) que producen un desplazamiento positivo de las resonancias que es constante para las tasas de bit a las que trabajamos y por lo tanto no afectan al funcionamiento del dispositivo siempre que se puedan controlar externamente las resonancias. El siguiente efecto que aparece es el debido a los la generación de portadores libres debido al efecto TPA (\sim ns). Éste es de signo contrario al efecto térmico y Kerr y es algo más complicado de compensar debido a que aparece cuando hay una serie de 1's o 0's consecutiva variando el nivel medio de la señal. Por último se ha observado un efecto ultrarrápido (\sim ps) debido al efecto Kerr. Este efecto es de signo positivo y responde de forma casi instantánea a los pulsos de entrada.

- Por último se ha probado experimentalmente el funcionamiento de la **puerta lógica XOR todo óptica**. Esto representa un hito en la nanofotónica no lineal ya que es la primera vez que se prueba su funcionamiento en silicio a estas velocidades. Para ello se ha modificado de nuevo el montaje y se ha hecho uso de un *fiber array* para poder inyectar/extraer varias señales del chip y poder utilizar los 3 puertos de entrada del MZI. También en este caso se han comprobado los mismos efectos no lineales que en el conmutador óptico.

2.- Impacto potencial de este trabajo

Las puertas lógicas han jugado un papel clave en el desarrollo de la microelectrónica [Wei91]. Por tanto, se espera que las puertas lógicas todo ópticas sean también un elemento crucial para la implementación de funcionalidades ópticas más complejas como regeneradores 3R, comparadores ópticos de etiquetas de paquetes o flip-flops. Se puede decir que el procesado todo óptico puede solventar el cuello de botella impuesto por las tecnologías electrónicas, consiguiendo una red óptica completamente transparente [Blu03].

Colocando en cascada puertas lógicas ópticas basadas en MZI no lineales (Figura 6.1) se pueden conseguir funcionalidades avanzadas para redes completamente ópticas [Mar04]. La misma estructura de MZI se puede emplear para realizar distintas funcionalidades. Por tanto esta matriz de estructuras MZI permitirá funcionalidades clave gracias a su flexibilidad, escalabilidad o capacidad de producción en masa. Mediante tecnología híbrida (por ejemplo SOA) no se ha conseguido colocar en cascada más de 2 etapas de MZI debido al ruido.

Por tanto el descubrimiento de nuevos materiales no lineales [Fau05, Her08] y la mejora de sus procesos de fabricación para la producción en masa (CMOS), puede permitir la integrabilidad de las estructuras presentadas en esta tesis en gran escala [Lee01, Jor07]. Sin embargo, la cascabilidad de las puertas lógicas todo ópticas requiere un diseño específico para su fabricación, con unos tamaños contenidos para reducir el tamaño de todo el dispositivo.

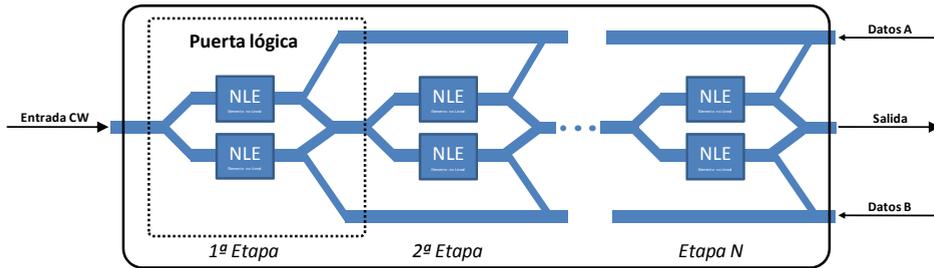


Figura 6.1: Cascabilidad de las puertas lógicas todo ópticas para la implementación de funcionalidades avanzadas en redes ópticas.

3.- Líneas futuras

A continuación se muestran las líneas futuras que se podrían desarrollar a partir del trabajo presentado en esta tesis. Se dividen en dos partes, una primera en la que son líneas relacionadas con la fabricación o estudio de materiales y una más enfocada a la mejora de las funcionalidades de los dispositivos fotónicos.

- Líneas de trabajo relacionadas con la fabricación y materiales:
 - En la guía ranurada vertical mejorar los procesos de fabricación para que las pérdidas de propagación sean menores así como el buscar un método de deposición de los Si-nc en la ranura.
 - Respecto a la guía ranurada horizontal todavía se pueden mejorar los procesos de fabricación para que se produzcan menos rugosidades y por tanto rebajar las pérdidas de propagación actuales a unos valores cercanos a los que se consiguen con las guías SOI estándar.
 - También se pueden seguir estudiando materiales con elevados índices de refracción no lineal (n_2) con los que mejorar los efectos no lineales que se han obtenido con los Si-nc. Además se debe continuar con la investigación de este material para determinar mejor todas sus propiedades así como encontrar un método de deposición en el que la distribución de Si-nc sea más uniforme. También se debe seguir en la línea de introducir

- nuevos materiales en la ranura para buscar otros efectos como puede ser la ganancia (Erbio).
- Las técnicas de acoplo son un elemento clave en el funcionamiento de dispositivos completamente ópticos y más en los que la potencia sea capital como son los dispositivos no lineales. Éstas tienen un gran margen de mejora en el campo de la fabricación ya que aunque los diseños tienen una eficiencia elevada los procesos de fabricación no están todavía maduros. Por tanto si se optimizaran estos procesos se mejorarían en gran medida la eficiencia de los dispositivos ópticos.
 - Para compensar las tolerancias en las dimensiones físicas de los dispositivos que introducen los procesos de fabricación y para sintonizar los mismos a la longitud de onda de trabajo que se desee se deberían investigar métodos de control externo del material como pueden ser los microcalentadores.
- En el caso de los trabajos que quedan abierto en el campo de las funcionalidades y prestaciones de los dispositivos nanofotónicos están:
- Tras haber realizado las medidas ópticas de potencia del desfasador de 90º diseñado y que éstas se corresponden con lo esperado. El siguiente paso sería hacer medidas de fase del desfasador para comprobar su funcionamiento y ver si introduce los 90º de desfase entre ambas portadoras.
 - Una vez corroborado el funcionamiento del desfasador de 90º habría que integrarlo en el sistema completo y probar a modular/demodular señales empleado la estructura caracterizada.
 - Para mejorar el funcionamiento del conmutador todo óptico habría que optimizar los parámetros del anillo en régimen no lineal que es en el que se trabaja cuando éste funciona. Habría que hacer un estudio en el que se tuviera en cuenta el desplazamiento de la resonancia debido al efecto térmico.
 - Se puede estudiar algún método para evitar o minimizar el efecto de los portadores libres en la respuesta del conmutador óptico mediante una codificación de la información en la que no se produzcan ráfagas largas de 1's o 0's; o bien mediante algún mecanismo que acelere o minimice el proceso de recombinación de portadores.

- También se puede estudiar la introducción de elementos de control en los brazos del MZI para sintonizar la respuesta de la puerta lógica. Con esto y con la mejora de las pérdidas de acoplo se puede conseguir trabajar en un nulo de un MZI asimétrico con lo que el ER de la respuesta se maximizaría para el mismo desplazamiento del índice efectivo.

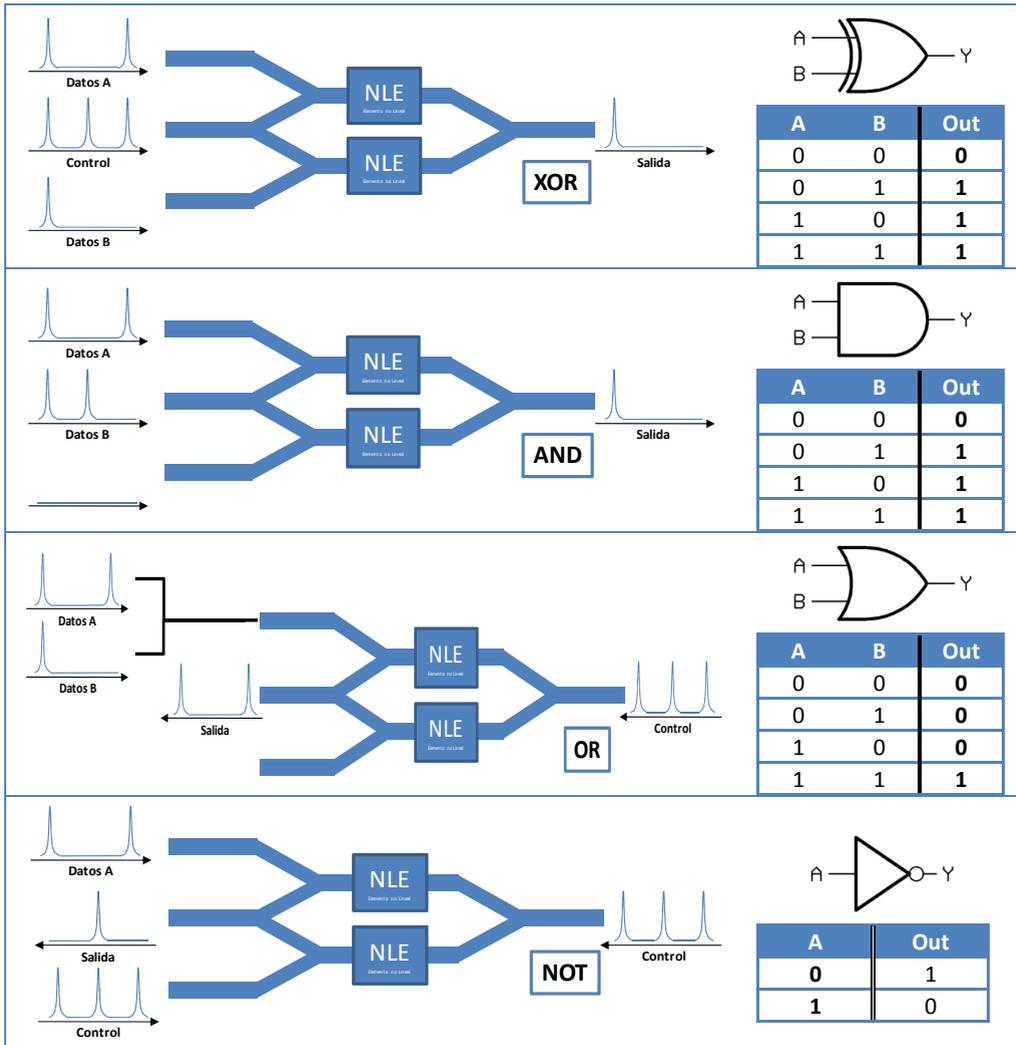


Figura 6.2: Puertas lógicas basadas en la estructura de MZI asimétrico con sus tablas de funcionamiento: a) XOR; b) AND; c) OR; d) NOT.

- Otro elemento que se puede utilizar para aumentar la eficiencia del MZI es la introducción de estructuras de onda lenta o anillos

resonantes para aumentar los efectos no lineales y por tanto disminuir los requerimientos de longitud de los brazos y potencia necesaria.

- Como se comenta en el apartado anterior, para que definitivamente sea el principio de una nueva era en la nanofotónica se caracterizar nuevas funciones lógicas que se pueden medir en la misma estructura variando las entradas y salidas como se muestra en la Figura 6.2. Si se consiguen estas nuevas funciones se podría realizar cualquier procesado digital con la concatenación de diversas puertas lógicas.

4.- Contribuciones originales

4.1. Contribuciones relacionadas con la tesis:

Publicaciones en revistas internacionales:

1. Pablo Sanchis, Javier Blasco, Alejandro Martínez, and Javier Martí, “*Design of Silicon-Based Slot Waveguide Configurations for Optimum Nonlinear Performance*”. Optics Express/Journal of Lightwave Technology, vol. 25, p.p. 1298-1305 (2007).
2. Francisco Cuesta-Soto, Alejandro Martínez, J. Blasco, and Javier Martí, “*Numerical analysis of the performance of Mach-Zehnder interferometric logic gates enhanced with coupled nonlinear ring-resonators*”, Optics Express, vol 15, p.p. 2323-2335 (2007)
3. J. V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco and J. Martí, “*Study of High Efficiency Grating Couplers for Silicon-Based Horizontal Slot Waveguides*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, p.p. 985-987 (2008)
4. J. V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco, A. Martínez and J. Martí, “*High efficiency fiber coupling to silicon sandwiched slot waveguides*”, Optics Communications, vol. 281, p.p. 5173-5176 (2008)
5. A. Martínez, J. Blasco, P. Sanchis, R. Spano, J.V. Galán, J. García, J.M. Martínez, E. Jordana, P. Gautier, Y. Lebour, R. Guider, P. Pellegrino, S. Hernández, N. Daldosso, B. Garrido, J.M. Fedeli, L. Pavesi, J. Martí, “*Ultrafast all-optical switching on a CMOS silicon chip*”, Nature Photonics (SUBMITTED-2009)

6. J. Blasco, J.V. Galán, P. Sanchis, J.M. Martínez, A. Martínez, J.M. Fedeli, J. Martí, “*FWM in silicon nanocrystal-based sandwiched slot-waveguides*”, Optics Communications (SUBMITTED-2009).

Publicaciones en congresos internacionales:

7. J. Blasco, C.A. Barrios, “*Compact slot-waveguide/channel-waveguide mode-converter*”, CLEO EUROPE (Munich - 2005)
8. F. Cuesta, J. Blasco, J. García, P. Sanchis, A. Martínez, J. Martí, “*Analysis of Nonlinear Ring Resonator Assisted Mach-Zehnder Interferometers*”, EOS Topical Meeting on Nanophotonics Metamaterials and Optical Microcavities (Paris – 2006)
9. P. Sanchis, F. Cuesta, J. Blasco, J. García, P. Sanchis, A. Martínez, J. Martí, F. Riboli, L. Pavesi, “*Design of an all-optical MZI XOR logic gate based on slot waveguides*”, EOS Topical Meeting on Nanophotonics Metamaterials and Optical Microcavities (Paris – 2006)
10. J. García, A. Martínez, F. Cuesta, J. Blasco, A. Griol, J. Martí, “*Corrugated SOI waveguide for optimal slow-light elements*”, 3rd IEEE GFP 2006 (Ottawa – 2006)
11. P. Sanchis, F. Cuesta, J. Blasco, J. García, A. Martínez, J. Martí, “*All-optical MZI XOR logic gate based on Si slot waveguides filled by Si-nc embedded in SiO₂*”, GFP 3rd IEEE GFP 2006 (Ottawa – 2006)
12. J.-M. Fedeli, E. Jordana, P. Lyan, J.-P. Colonna, P. Gautier, CEA-LETI, Grenoble, France, N. Daldosso, L. Pavesi, University of Trento, Povo, TN, Italy, Y. Lebour, P. Pellegrino, B. Garrido, University of Barcelona, Barcelona, Spain, J. Blasco, F. Cuesta, “*Deep-UV Lithography Fabrication of Slot Waveguides and Sandwiched Waveguides for Nonlinear Applications*”, 4th IEEE GFP 2007 (Tokyo – 2007)
13. J.V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco and J. Martí, “*Broadband and highly efficient grating couplers for silicon-based horizontal slot waveguides*”, Proc. Of SPIE Photonics Europe (Strasbourg -2008)

14. J. Blasco, J.M. Martínez, A. Martínez, M. Soria, J. Martí, E. Jordana and J.M. Fedeli, *“High-Q ring resonators based on horizontal slot-waveguide”*, EMRS Spring Meeting (Strasbourg – 2008)
15. J.V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco and J. Martí, *“Horizontal slot waveguide-based efficient fiber couplers suitable for silicon photonics”*, ECIO (Eindhoven – 2008)
16. J. Blasco, J.M. Martínez, M. Soria, J. Martí, R. Spano, L. Pavesi, J.M. Fedeli, E. Jordana, P. Gautier and A. Martínez, *“Experimental Characterization of Mach-Zehnder interferometers with coupled ring resonators in Silicon nanocrystals horizontal slot waveguides”*, 5th IEEE GFP 2008 (Sorrento – 2008)
17. J.V. Galán, J. Blasco, P. Sanchis, A. Martínez, J. Martí, J.M. Fedeli, E. Jordana, P. Gautier and M. Perrin, *“Vertical grating couplers for silicon sandwiched slot waveguides”*, 5th IEEE GFP 2008 (Sorrento – 2008)
18. J. Blasco, V. Herrero, A. Martínez, A. Griol and J. Martí, *“Characterization of a new 90° phase shift for QAM-QPSK photonic”*, IEEE LEOS Winter Topicals 2009 (Innsbruck – 2009)
19. J. V. Galan, P. Sanchis, J. Garcia, A. Martinez, J. Blasco, J. M. Martinez, A. Brimont and J. Martí, *“Silicon Cross-Slot Waveguides insensitive to polarization”*, IEEE LEOS Winter Topicals 2009 (Innsbruck – 2009)

4.2. Contribuciones no relacionadas con la temática de la tesis:

Además, durante el periodo de tesis también se han llevado a cabo otros trabajos, los cuales no han sido incluidos en esta tesis, pero han dado lugar a las siguientes contribuciones:

Publicaciones en revistas internacionales:

20. P. Sanchis, J. Martí, J. Blasco, A. Martínez, A. García, *“High efficiency coupling technique for planar photonic crystal waveguides”*. Electronics Letters, vol. 38, p.p. 961-962 (2002).

21. P. Sanchis, J. Martí, A. García, A. Martínez, J. Blasco, *“Mode matching technique for highly efficient coupling between dielectric waveguides and planar Photonic Crystal circuits”*. Optics Express, vol. 10, p.p. 1391-1397 (2002).
22. F. Cuesta, A. Martínez, J. García, F. Ramos, P. Sanchis, J. Blasco, J. Martí, *“All-Optical switching structure based on a Photonic Crystal directional coupler”*. Optics Express, vol. 12, p.p. 161-167 (2004).
23. J. García, A. Martínez, F. Cuesta, P. Sanchis, J. Blasco, J. Martí, *“Broadening compensation for ultrashort pulses in photonic crystals”*. Optics Letters, vol. 32, p.p. 635-637 (2007).
24. A. Martínez, J. García, P. Sanchis, F. Cuesta, J. Blasco, J. Martí, *“Intrinsic losses of coupled-cavity waveguides in planar-photonic crystals”*. Optics Express Journal of Lightwave Technology, vol. 25, p.p. 1298-1305 (2007).
25. J. V. Galán, P. Sanchis, J. Blasco, A. Martínez and J. Martí, *“Silicon sandwiched slot waveguide grating couplers”*, Electronics Letters, vol. 45, p.p. 262-264 (2009)
26. J. V. Galán, P. Sanchis, J. García, J. Blasco, A. Martínez and J. Martí, *“Study of asymmetric silicon cross-slot waveguides for polarization diversity schemes”*, Appl. Opt. 48, p.p. 2693-2696 (2009)

Publicaciones en congresos internacionales:

27. F. Cuesta, F. Ramos, A. Martínez, P. Sanchis, J. García, J. Blasco, J. Martí, *“All-optical switching in a directional coupler”*, International Workshop on Photonic and Electromagnetic Crystal Structures – PECS-V (Kyoto (Japan) – 2004).
28. P. Sanchis, J. García, F. Cuesta, A. Martínez, J. Blasco, J. Martí, W. Bogaerts, P. Dumon, D. Taillaert, R. Baets, *“Experimental demonstration of a high efficiency coupling technique for planar photonic crystal circuits”*, International Workshop on Photonic and Electromagnetic Crystal Structures – PECS-V (Kyoto (Japan) – 2004).

29. J. García, A. Martínez, G. Sánchez, F. Cuesta, P. Sanchis, J. Blasco, J. Martí, *“Large-bandwidth and lossless single-mode waveguides in Si-on-SiO₂ planar photonic crystal structures”*, International Workshop on Photonic and Electromagnetic Crystal Structures – PECS-V (Kyoto (Japan) – 2004).
30. J. García, A. Martínez, F. Cuesta, P. Sanchis, J. Blasco, J. Martí, *“Analysis of Photonic Crystal Waveguides as Dispersion Compensators”*, Optical Waveguide Theory and Numerical Modelling, OWTNM 2004, 12th International Workshop (Ghent (Bélgica) – 2004).
31. A. Martínez, J. García, P. Sanchis, F. Cuesta, J. Blasco, *“Intrinsic losses of coupled cavity waveguides implemented in 1D and 2D photonic crystals”*, Conference EOS Topical Meeting on Nanophotonics, Metamaterials and Optical Microcavities (París (Francia) – 2006).
32. J. García, A. Martínez, F. Cuesta, J. Blasco, A. Griol, J. Martí, *“Corrugated SOI waveguide for optimal slow-light elements”*, 3rd IEEE GFP 2006 (Ottawa – 2006)

Publicaciones en congresos nacionales:

33. P. Sanchis, J. Martí, A. Martínez, J. Blasco, A. Griol, *“A novel high efficiency coupling technique for planar photonic crystals circuits”*, 4^a Conferencia de Dispositivos Electrónicos.

5.- Referencias del capítulo

- [Alm04] V.R. Almeida, Q. Xu, C.A. Barrios and M. Lipson, “*Guiding and confining light in void nanostructure*”, *Optics Letters* Vol. 29, pp 1209-1211 (2004).
- [Bar04] C.A. Barrios, “*High-performance all-optical silicon microswitch*”, *Electronic Letters* 8th vol. 40 n^o 14 (July 2004).
- [Blu03] D. J. Blumenthal, J.E. Bowers, L. Rau, H.F. Chou, S. Rangarajan, W. Wang, and H.N. Poulsen, “*Optical single processing for optical packet switching networks*”, *IEEE Optical Communications*, pp. 523-529, (2003).
- [Del07] F. Dell’Olio and V. M.N. Passaro, “*Optical sensing by optimized silicon slot waveguides*”, *Optics Express*, vol. 15, n^o 8 (April 2007).
- [Fau05] P.M. Fauchet, J. Ruan, H. Chen, L. Pavesi, L. Dal Negro, M. Cazzanelli, R.G. Elliman, N. Smith, M. Samoc, B. Luther-Davies, “*Optical gain in different silicon nanocrystal systems*”, *Optical Materials*, Vol. 27, pp. 745–749 (2005).
- [Her08] S. Hernández, P. Pellegrino, A. Martínez, Y. Lebour, B. Garrido, R. Spano, M. Cazzanelli, N. Daldosso, L. Pavesi, E. Jordana, J.M. Fedeli “*Linear and nonlinear optical properties of Si nanocrystals in SiO₂ deposited by plasma-enhanced chemical-vapor deposition*”, *Journal of Applied Physics*, Volume 103, Issue 6, pp. 064309-064309-6 (2008).
- [Jor07] E. Jordana, J.M. Fedeli, P. Lyan, J.P. Colonna, P.E. Gautier, N. Daldosso, L. Pavesi, Y. Lebour, P. Pellegrino, B. Garrido, J. Blasco, F. Cuesta-Soto, P. Sanchis, “*Deep-UV Lithography Fabrication of Slot Waveguides and Sandwiched Waveguides for Nonlinear Applications,*” *Group IV Photonics, 2007 4th IEEE International Conference on* , pp.1-3 (2007).
- [Lee01] K.K. Lee, D.R. Lim, L.C. Kimerling, J. Shin, F. Cerrina, “*Fabrication of ultralow-loss Si/SiO₂ waveguides by roughness reduction*”, *Opt. Lett.*, vol. 26, pp. 1888-1890 (2001).
- [Mar04] J. M. Martinez, F. Ramos, and J. Marti, “*All-optical packet header processor based on cascaded SOA-MZIs,*” *Electron. Lett.*, Vol. 40, pp.

894-895 (2004).

- [Wei91] M. Weiser, "*The computer for the 21th Century*", *Scientific American* 265 (3), pp. 94-101 (1991).

Anexo A

Simuladores

1.- Simuladores

Existen en la actualidad diferentes aplicaciones informáticas que permiten llevar a cabo los cálculos teóricos relacionados con la propagación de ondas electromagnéticas en diferentes medios de transmisión. Estas herramientas deben ser capaces de resolver de una manera eficiente y rigurosa las ecuaciones de Maxwell en su forma vectorial completa.

En esta tesis, la aplicación elegida debía permitir un estudio completo de la propagación de la luz en estructuras fotónicas. Se ha optado por *RSuite Photonics CAD Suite*, la herramienta informática del fabricante Rsoft [Bea05]. En realidad, se trata de un conjunto de aplicaciones que incluyen un entorno de CAD para el diseño del circuito así como diversos motores de simulación y una utilidad de optimización. En el entorno CAD se pueden diseñar dispositivos de guías, circuitos ópticos, y otros dispositivos fotónicos. De hecho, este módulo funciona como el programa de control del resto de módulos de la suite, definiendo la estructura así como los parámetros más importantes requeridos.

Para poder llevar a cabo la simulación se requerirá de dos informaciones básicas:

1. La distribución espacial del índice de refracción, $n(x,y,z)$.

2. El campo electromagnético de excitación.

A partir de estos datos, en función del método de simulación seleccionado, se determina la distribución de campo magnético en la estructura.

Además de las dos informaciones básicas indicadas anteriormente de cara a la realización de una simulación, será necesario proporcionar algunos parámetros adicionales como son:

1. Un dominio computacional finito, $\{x \in (x_{min}, x_{max})\}$, $\{y \in (y_{min}, y_{max})\}$, $\{z \in (z_{min}, z_{max})\}$.
2. Información de condición de contorno PML (anchura y reflectividad).
3. Dimensiones espaciales del mallado, Δx , Δy , y Δz .
4. El paso temporal, Δt , y el tiempo total de simulación.

El software intenta realizar una estima para conseguir valores apropiados para estos parámetros, pero permite al usuario la opción de modificarlos. La correcta elección de los parámetros de simulación para cada caso vendrá dada, como suele ser habitual, por la experiencia en el uso del simulador.

1.1. Método de análisis FDTD: FullWAVE™

El método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo ó FDTD (del inglés *Finite Difference Time Domain*) es la técnica de simulación de estructuras ópticas más usada en la actualidad. Consiste básicamente en una discretización espacial de la región de simulación. Se discretizan espacial y temporalmente las ecuaciones de Maxwell y se resuelven numéricamente en cada una de las zonas en que se ha discretizado dicha región [Yee66, Taf95]. Se obtienen resultados buenos de simulación cuando el tamaño de la rejilla discretizada resulta adecuado según el caso.

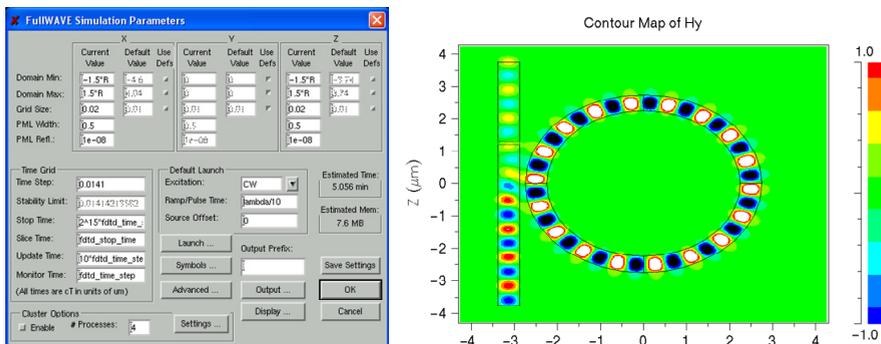


Figura 1: Parámetros de simulación y resultado de la misma (FDTD).

En teoría FDTD es capaz de soportar estructuras tanto en 2D como en 3D, pero el coste computacional y la memoria requerida sobre todo en 3D limitan las dimensiones de los diseños que pueden simularse.

1.2. Método de análisis BPM: BeamPROP™

La segunda herramienta de la que hemos hecho uso para simular nuestras estructuras implementa el conocido método de propagación de haz óptico BPM (del inglés *Beam Propagation Method*). Esta herramienta es muy útil para encontrar los modos de propagación de estructuras tridimensionales y bidimensionales con una muy buena aproximación. De hecho, BPM es la técnica de simulación de propagación más usada para el modelado de dispositivos ópticos integrados y fibra óptica, y la mayoría de los software comerciales para dicho modelado están basados en ella.

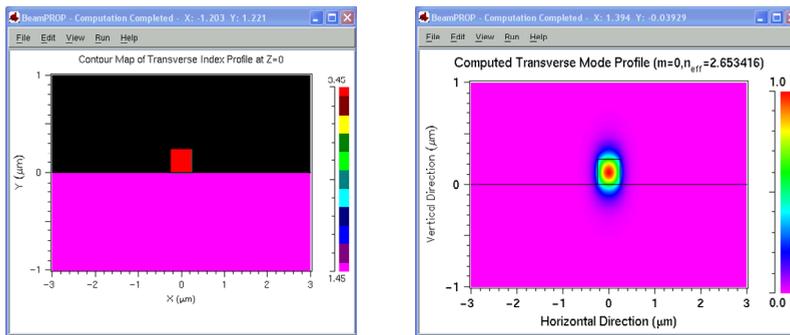


Figura 2: Resultados de simulación (BeamPROP).

Fundamentalmente, se trata de una forma particular de aproximación de la ecuación de onda exacta por ondas monocromáticas cuyas ecuaciones resultantes se resuelven numéricamente. En BPM se suele utilizar una aproximación por diferencias finitas basada en el conocido método de Crank-Nicholson. Las simulaciones BPM normalmente tardan mucho menos tiempo que las simulaciones FDTD, sobre todo en lo que se refiere a modelos 3D.

2.- Algoritmos para simulación de anillos resonantes

En este apartado se aborda los análisis y modelos matemáticos utilizados para caracterizar de manera teórica el comportamiento de los anillos resonantes.

En primer lugar, se explica un método iterativo en el dominio del tiempo, partiendo del principio de propagación de una onda conducida por una guía

óptica y el anillo. Se verá que éste método no es práctico, ya que se simula el recorrido de la luz como lo haría en la realidad y, por tanto, el bucle que modela el anillo debería ser infinito. La ventaja de ver éste método, es que nos permite comprender de manera sencilla el proceso físico real que se da en el anillo.

Por otra parte, se crea un modelo matemático práctico que describa fielmente el comportamiento teórico real. Este modelo es una adaptación del modelo de matrices CROW (*Coupled-Resonator Optical Waveguides*) que se describe en [Poo04] para la realización de OADMs con varios anillos encadenados.

2.1. Método iterativo en el tiempo

En este método se estudia el recorrido que realiza la onda óptica a través del anillo y sus puntos de acoplo en el dominio del tiempo. Para seguir el siguiente razonamiento es necesario tener presente la Figura 4.6 que representa el desfaseador de 90°:

- 1- En primer lugar se asume que la amplitud del campo óptico a la entrada del circuito es la unidad, de manera que todas las demás amplitudes de campo queden normalizadas respecto a_0 . Los demás campos del circuito, en el momento inicial, son nulos, ya que aún no se ha introducido la señal óptica en el circuito. De esta manera, la inicialización del algoritmo queda así:

$a_0 = 1$	$a_1 = 0$	$a_1' = 0$	$a_2 = 0$
-----------	-----------	------------	-----------

- 2- En el primer punto de acoplo, la onda a la entrada (a_0) se acopla al anillo. Por tanto hay que calcular el campo b_0 y b_1 ya que parte de la potencia pasa al anillo y parte continúa hacia el puerto *through*. Excepto en la primera vuelta, la señal que viaja por el anillo parte se acopla a la guía para salir por el puerto *through* y parte se sigue transmitiendo por el anillo. Así pues este acoplo podemos modelarlo con la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1 & k_1 \\ -k_1^* & t_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

- 3- Cálculo de la propagación de la señal en un cuarto del perímetro del anillo. Cálculo de a_1' :

$$a_1' = b_1 \cdot e^{i\beta\frac{L}{4} - \alpha\frac{L}{4}} \quad (\text{A.2})$$

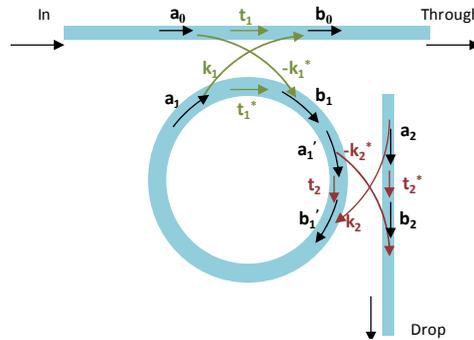


Figura 3: Nomenclatura de los campos y coeficientes de acoplamiento y transmisión.

- 4- Al recorrer un cuarto del anillo se encuentra el segundo acoplador. Cálculo de b_1' y b_2 :

$$\begin{pmatrix} b_1' \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_2 & k_2 \\ -k_2^* & t_2^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1' \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

- 5- Se calcula ahora el desplazamiento de tres cuartos del perímetro del anillo, para volvernos a situar en el primer acoplador y actualizar la variable a_1 .

$$a_1 = b_1' \cdot e^{i\beta\frac{3L}{4}} - \alpha\frac{3L}{4} \quad (\text{A.4})$$

- 6- Vuelta al punto 2. Este bucle se realiza las veces que se crea necesario, o se puede poner una condición de parada como, por ejemplo, una tolerancia con el valor de la potencia de salida del puerto *through* o un contador que limite las vueltas al bucle.

La potencia en el puerto *through* es:

$$P_{th} = b_0 \cdot b_0^* \quad (\text{A.5})$$

y en el puerto *drop*:

$$P_{dr} = b_2 \cdot b_2^* \quad (\text{A.6})$$

2.2. Método de las matrices CROW en el dominio de la frecuencia

El método de las matrices CROW (*Coupled-Resonator Optical Waveguides*) usa matrices de acoplamiento para estudiar la propagación de un pulso u onda continua en el anillo resonante. Este método es muy útil cuando se tienen varios anillos encadenados sucesivamente [Poo04]. Aquí se presenta el método modificado

para un solo anillo y con una guía de salida en una posición de 90° con respecto a la de entrada.

Como ya se ha demostrado en [Yar00], la distribución de los campos en las regiones de acoplo tienen la siguiente forma matricial:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1 & k_1 \\ -k_1^* & t_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{pmatrix} b_1' \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_2 & k_2 \\ -k_2^* & t_2^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1' \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

También podemos escribir las ecuaciones (A.7) y (A.8) de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{k_1} \begin{pmatrix} -t_1 & 1 \\ -1 & t_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{k_2} \begin{pmatrix} -t_2 & 1 \\ -1 & t_2^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Aplicando la teoría de propagación de una onda en una guía-onda, podemos escribir las ecuaciones siguientes:

$$a_1' = b_1 e^{-i(\beta - i\alpha)\frac{L}{4}} \quad (\text{A.11})$$

$$b_1' = a_1 e^{i(\beta - i\alpha)\frac{3L}{4}} \quad (\text{A.12})$$

En la ecuación (A.11) recorreremos el anillo en sentido horario para obtener a_1' , mientras que b_1' (A.12) lo obtenemos recorriendo el anillo en sentido antihorario. Procediendo de esta manera calculamos los desplazamientos sin atravesar ningún punto de acoplo.

Las ecuaciones (A.11) y (A.12) las podemos escribir de forma matricial como sigue:

$$\begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-i(\beta - i\alpha)\frac{L}{4}} \\ e^{i(\beta - i\alpha)\frac{3L}{4}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Procediendo de manera similar a [Poo04] podemos renombrar las matrices para evitar hacer cálculos con tantas incógnitas. De esta manera, se nombra como P las matrices de acoplo:

$$P_1 = \frac{1}{k_1} \begin{pmatrix} -t_1 & 1 \\ -1 & t_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$P_2 = \frac{1}{k_2} \begin{pmatrix} -t_2 & 1 \\ -1 & t_2^* \end{pmatrix} \quad (\text{A.15})$$

y como Q la matriz que refleja los desplazamientos de la luz en el anillo:

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & e^{-i(\beta-i\alpha)\frac{L}{4}} \\ e^{i(\beta-i\alpha)\frac{3L}{4}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Por tanto, por sustitución, se puede llegar a la ecuación (A.19):

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = P_1 \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} = Q \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = Q P_1 \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = P_2 \begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} = P_2 Q P_1 \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Es importante observar que de la ecuación (A.19) se conocen los campos $a_1 = 1$ y $a_2 = 0$, ya que a la entrada se tiene la máxima amplitud normalizada y en la entrada de la guía de salida del anillo no se tiene ninguna fuente óptica. Por ello, el sistema (A.19) se resume en dos ecuaciones con dos incógnitas (b_0 y b_2).

Si definimos una matriz M que sea:

$$M = P_2 Q P_1 \quad (\text{A.20})$$

Se puede escribir el sistema (A.19) de la siguiente manera:

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Despejando las dos incógnitas tenemos el siguiente sistema a resolver:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{m_{12}m_{21} + m_{11}m_{22}} \begin{pmatrix} -m_{11} & 1 \\ m_{12}m_{21} + m_{11}m_{22} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Por último la potencia en el puerto *through* es $P_0 = b_0 \cdot b_0^*$ y la potencia en el drop como $P_2 = b_2 \cdot b_2^*$.

3.- Referencias del anexo

- [Bea05] BeamPROP 6.0 User Guide, Rsoft Design Group, Inc. (2005).
- [Poo04] J. Poon, J. Scheuer, S. Mookherjea, G. Paloczi, Y. Huang, and A. Yariv, "Matrix analysis of microring coupled-resonator optical waveguides," *Opt. Express* 12, 90-103 (2004)
- [Taf95] A. Taflove; "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Ed.: Artech House, 1995.
- [Yar00] A. Yariv, "Universal relations for coupling of optical power between microresonators and dielectric waveguides", *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 4 (2000).
- [Yee66] K.S. Yee; "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwels Equations in Isotropic Media", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14, 302 – 307, (1966).

Anexo B

Nanocristales de Silicio

Se ha demostrado que los nanocristales de silicio (Si-nc) son un material interesante para aplicaciones no lineales, tanto en su forma amorfa como Si-nc dentro de sílice (SiO₂) [Brus98].

Tiene diversas ventajas respecto a otros materiales, como que presenta ganancia óptica [Pav00,Fau05], que tiene unos elevados coeficientes no lineales [Vij02, Her08] y además es interesante para su integración en fotónica de silicio ya que los procesos de deposición son estándar en la tecnología CMOS de producción en masa [Pav00]. De hecho, este material se usa en la fabricación de memorias flash. En lo relativo a las propiedades ópticas [Gall05], presenta unos elevados efectos no lineales de tercer orden debidos al confinamiento cuántico y a efectos de desajuste dieléctrico. Además es un material que presenta unas excelentes propiedades dieléctricas y una gran estabilidad tanto química, térmica como mecánica [Dal08].

Los Si-nc en SiO₂ se pueden fabricar utilizando distintos métodos como son: *co-sputtering* [Fur98], *ion implantation* [Iwa94], *chemical vapor deposition* [Tak90], *molecular beam epitaxy* [Lu95], y *laser ablation*. Además de estas técnicas, existen otras que son las empleadas en este trabajo debido a su versatilidad, compatibilidad con los procesos CMOS y su capacidad de generar

buenos materiales y dispositivos que son: *plasma enhanced chemical vapor deposition (PECVD)* y *low pressure chemical vapor deposition (LPCVD)*.

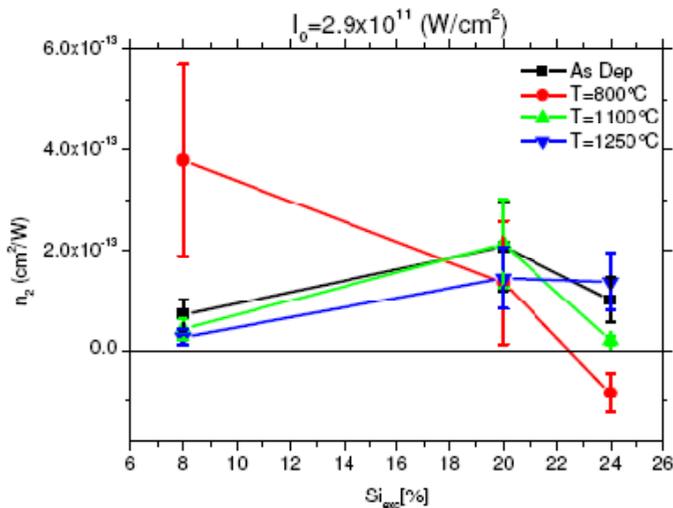


Figura 1: Índice de refracción no lineal en función del exceso de Si para distintas temperaturas de annealing medido a baja potencia de pico [Spa09].

Durante el proceso de deposición se puede controlar tanto el exceso de Si en el material como su tamaño. El tamaño se controla mediante la temperatura de *annealing* ya que el aumento de ésta provoca un aumento del tamaño y el estado de cristalización de los nanocristales. Al poder controlar estos parámetros se puede controlar tanto el índice efectivo del material (mayor cuanto mayor sea el exceso de Si) como las propiedades no lineales. En la Tabla 1.1 se puede observar el índice efectivo del material en función del exceso de Si. Cuando hay poco exceso de Si el índice efectivo es muy cercano al del SiO_2 .

TABLA 1: ÍNDICE EFECTIVO A 1550NM DE LOS SI-NC CON DISTINTOS EXCESOS DE SI [SPA09]

Exceso de Si	n_0
5	1.46
8	1.54
20	1.81
24	1.89

Al depositar capas gruesas del material, los Si-nc se distribuyen uniformemente, sin embargo, si las capas son muy delgadas (en la guía ranurada el óptimo son unos 50nm) esto no siempre es así. Se ha analizado la morfología de la capa en la guía ranurada mediante EFTEM tanto en muestras con LPCVD como con PECVD. Se puede apreciar en la Figura 2 que es más uniforme la deposición en

las muestras LPCVD que en las PECVD donde no existe tal uniformidad. Esto afecta a las propiedades no lineales del material y de ahí las diferencias que se presentan en la Tabla 2.

TABLA 2: PROPIEDADES NO LINEALES DE LOS SI-NC EN SiO_2 A 1550NM CALCULADAS EXPERIMENTALMENTE [SPA09]

Método de deposición	$T_{\text{Annealing}}$ (°C)	n_2 (cm^2/W)	β (cm/GW)
PECVD	800	$2-8 \times 10^{-13}$	5
LPCVD	800	2×10^{-12}	70

Del mismo modo las propiedades no lineales del material también varían con el exceso de Si y con la temperatura de annealing como se puede ver en la Figura 1.

Se ha comprobado [Spa09] que el índice de refracción no lineal es máximo para valores bajos de exceso de Si y una temperatura de annealing baja, lo que produce pocos y pequeños Si-nc. En la Tabla 1.1 se pueden ver las propiedades no lineales de los Si-nc para los métodos de deposición PECVD y LPCVD.

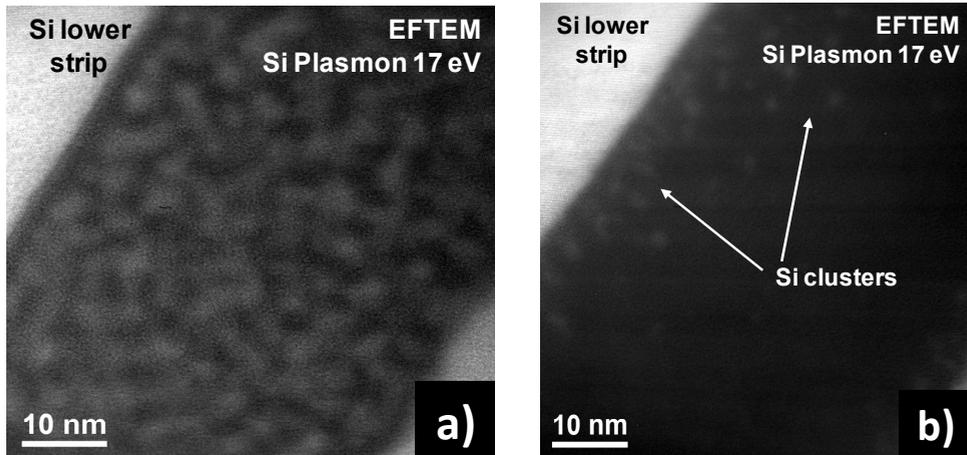


Figura 2: (a) Imagen EFTEM de una capa crecida con LPCVD donde se puede observar una homogeneidad en la distribución de los SI-nc; y (b) Imagen EFTEM de una capa crecida con PECVD donde sólo se observan unos pequeños nanoclusters de SI-nc.

1.- Referencias del anexo

- [Brus98] L. Brus, “*Light Emission in Silicon. From Physics to Devices*”, Ed. By D. Lockwood, Semiconductors and Semimetals, Vol. 49, Academic Press, 303 (1998).
- [Dal08] N. Dalosso, L. Pavesi, “*Silicon Nanocrystals enabling silicon photonics*”, in Silicon Nanophotonics Ed. L. Khiachtchev (2008).
- [Fau05] P.M. Fauchet, J. Ruan, H. Chen, L. Pavesi, L. Dal Negro, M. Cazzanelli, R.G. Elliman, N. Smith, M. Samoc, B. Luther-Davies, “*Optical gain in different silicon nanocrystal systems*”, Optical Materials, Vol. 27, pp. 745–749 (2005).
- [Fur98] S. Furukawa and T. Miyasato, “*Quantum size effects on the optical band gap of microcrystalline Si:H*”, Phys. Rev. B 38, pp. 5726-5729 (1998).
- [Gall05] B. Gallas, I. Stenger, C.-C. Kao, S. Fisson, G. Vuye, and J. Rivory, “*Optical properties of Si nanocrystals embedded in SiO₂*”, Physical Review B, Vol. 72, (2005).
- [Her08] S. Hernández, P. Pellegrino, A. Martínez, Y. Lebour, B. Garrido, R. Spano, M. Cazzanelli, N. Dalosso, L. Pavesi, E. Jordana, J.M. Fedeli “*Linear and nonlinear optical properties of Si nanocrystals in SiO₂ deposited by plasma-enhanced chemical-vapor deposition*”, Journal of Applied Physics, Volume 103, Issue 6, pp. 064309-064309-6 (2008).
- [Iwa94] T.S. Iwayama, S. Nakao and K. Saitoh, “*Visible photoluminescence in Si/sup +/-implanted 222ermal oxide films on crystalline Si*” Appl. Phys. Lett. Vol. 65, pp. 1814-1816 (1994).
- [Lu95] Z. L. Lu, G. Sperling, “*Attention-generated apparent motion*”, Nature 377 (1995).
- [Pav00] L. Pavesi, L. Dal Negro, C. Mazzoleni, G. Franzò, F. Priolo, “*Optical gain in silicon nanocrystals*”, Nature 408, pp. 440-444 (2000).
- [Spa09] R. Spano, N. Dalosso, M. Cazzanelli, L. Ferraioli, L. Tartara, J. Yu, V. Degiorgio, E. Giordana, J. M. Fedeli, and L. Pavesi, “*Bound electronic*

and free carrier nonlinearities in Silicon nanocrystals at 1550nm,” Opt. Express 17, 3941-3950 (2009).

- [Tak90] H. Takagi, H. Ogawa, Y. Yamazaki, A. Ishizadi and T. Nakagiri, “*Quantum size effects on photoluminescence in ultrafine Si particles*”, Appl. Phys. Lett. 56, 2379 (1990)
- [Vij02] G. Vijaya Prakash, M. Cazzanelli, Z. Gaburro, L.Pavesi, F. Iacona, G. Franzò and F. Priolo, “*Linear and nonlinear optical properties of Plasma enhanced chemical vapour deposition grown Silicon nanocrystals*”, J.Mod. Optics, Vol 49 (2002).

Anexo C

Procesos de fabricación

Para que los diseños de simulación lleguen a ser una realidad física se necesita un complejo proceso de fabricación llevado a cabo por CEA-Leti mediante tecnología completamente compatible con CMOS.

Leti es un laboratorio del CEA (Commissariat à l'Énergie Atomique) ubicado en Grenoble y es uno de los principales centros europeos de investigación aplicada en la electrónica. Más del 85% de su actividad está dedicada a la investigación que se lleva a cabo con socios externos. Leti ha dado lugar a la creación de casi 30 start-ups de alta tecnología, incluyendo Soitec, el líder mundial en silicio sobre aislante (SOI). Tiene 11000m² de salas limpias y equipamiento por valor de 200 M €. Además Leti es una de las principales fuerzas detrás de MINATEC®, uno de los principales Centro de Excelencia en Micro y nano tecnologías de Europa [Let09].

Se parte de una oblea SOI y se obtiene el circuito nanofotónico grabado sobre ésta, durante esta transformación hay una serie de etapas de fabricación para, finalmente, obtener el circuito deseado. Las muestras utilizadas en este trabajo de tesis se pueden dividir en tres grupos dependiendo del proceso de fabricación. Las más sencillas son las que tienen guías ranuradas verticales cuyo proceso de fabricación es prácticamente el estándar de guías SOI. Dentro de estas las que están fabricadas con el método *inverso* tienen una serie de peculiaridades

que se presentarán. Por último tenemos las guías ranuradas horizontales cuyo proceso de fabricación difiere bastante respecto de las anteriores ya que en este caso se trata de una estructura multicapa. De todos modos hay muchos procesos que son comunes para todas las muestras. En este punto vamos a ver los procesos necesarios para la fabricación de las distintas muestras.

1.- Procesos más importantes

En este punto se va a exponer el funcionamiento de los procesos más importantes necesarios para la fabricación de las distintas guías:

Deposición química de vapor (CVD): es un proceso químico utilizado para la producción de materiales sólidos de alta pureza y alto rendimiento. El proceso se utiliza a menudo en la industria de semiconductores para producir capas delgadas. En un proceso típico, la oblea (sustrato) se expone a uno o más precursores volátiles, que reaccionan y / o se descomponen en la superficie del sustrato para producir el depósito. Con frecuencia, la volatilidad de los subproductos que se producen, son eliminadas por el flujo de gas a través de la cámara de reacción.

Hay distintos procesos de deposición química entre los que destacamos:

LPCVD (deposición química de vapor a baja presión): la reducción de la presión tienden a reducir las reacciones no deseadas en fase gaseosa y mejorar la uniformidad en toda la película de obleas.

PECVD (deposición química de vapor mejorada por plasma): en estos procesos se utiliza el plasma para mejorar las tasas de los precursores. El procesado PECVD permite la deposición a temperaturas más bajas, que a menudo es crítica en la fabricación de semiconductores.

Los gases empleados para la creación de los materiales empleados en la fabricación de las estructuras descritas en este trabajo son:

SiO_x:	$\text{SiH}_4 + \text{O}_2 \rightarrow \text{SiO}_2 + 2\text{H}_2$
	$\text{SiH}_4 + \text{O}_2 \rightarrow \text{SiO}_2 + 2\text{H}_2$
	$\text{SiCl}_2\text{H}_2 + 2\text{N}_2\text{O} \rightarrow \text{SiO}_2 + 2\text{N}_2 + 2\text{HCl}$
	$\text{Si}(\text{OC}_2\text{H}_5)_4 \rightarrow \text{SiO}_2 + \text{byproducts}$
Si₃N₄:	$3\text{SiH}_4 + 4\text{NH}_3 \rightarrow \text{Si}_3\text{N}_4 + 12\text{H}_2$
	$3\text{SiCl}_2\text{H}_2 + 4\text{NH}_3 \rightarrow \text{Si}_3\text{N}_4 + 6\text{HCl} + 6\text{H}_2$

Litografía: es un proceso empleado en la fabricación de dispositivos semiconductores o circuito integrado. El proceso consiste en transferir un patrón

desde una máscara (denominada retícula) a la superficie de una oblea. El proceso típico de litografía es:

- Aplicación de las resinas fotoresistentes: suele ser una sustancia que cambia sus características químicas con la exposición a la luz (generalmente radiación ultravioleta).
- Introducción en el horno: en esta etapa se fijan las resinas sobre el sustrato de silicio.
- Exposición a la luz: se usa una placa (*máscara*) con áreas opacas y transparentes con el patrón a imprimir. La máscara se coloca interponiéndose entre la placa preparada y la fuente luminosa, de este modo, se exponen a la luz, sólo unas partes de la fotorresina, mientras que otras quedan ocultas en la oscuridad.
- Desarrollo: en esta fase, la fotorresistencia está preparada para reaccionar de forma diferente a un ataque químico, dejando el patrón de la fotomáscara grabado en la placa.
- Introducción en el horno: se fijan los cambios que la impresión ha realizado anteriormente.
- Revelado: se limpian los restos de las resinas fotorresistentes, dejando la oblea con las marcas originales de la máscara.

La luz que se utiliza tiene una longitud de onda en la zona ultravioleta (UV) del espectro. Cuanto más corta la longitud de onda, mayor la resolución que se puede alcanzar, por lo que siempre se han ido buscando fuentes de luz (lámparas o láseres) con menor longitud de onda. Inicialmente se utilizaron lámparas de mercurio (Hg), y posteriormente empezaron a utilizarse láseres de excímero, con longitudes de onda más aún más cortas. Actualmente se utilizan principalmente los láseres de KrF, con la longitud de onda de 248nm y ArF, con una longitud de onda de 193nm, que es lo que se conoce como Ultravioleta profundo (Deep UV o DUV en inglés).

Ataque RIE: grabado por iones reactivos (RIE) es una tecnología utilizada en el grabado de la microelectrónica. Utiliza la reacción química del plasma para eliminar el material depositado en las obleas. El plasma es generado por un equipo llamado ICP (*Inductively Coupled Plasma*) a baja presión mediante un campo electromagnético. Los iones de alta energía del plasma atacan la superficie de la oblea y reaccionan con ella.

2.- Guía ranurada vertical

En la Figura 1 se puede ver el proceso utilizado para la fabricación de dichas guías. Se parte de una oblea SOI (1 μ m BOX / 400nm Si) en la que se deposita una capa de Si₃N₄ para la planarización de los diseños.

Posteriormente se deposita una resina sobre la que se realiza la litografía empleando Deep-UV (Ultravioleta profundo) a 193nm de longitud de onda. Este tipo de litografía es la adecuada para la fabricación en masa frente a la litografía de cañón de electrones que es mucho más lenta [Jor07]. En el proceso de litografía lo que se hace es pasar el patrón diseñado a la resina.

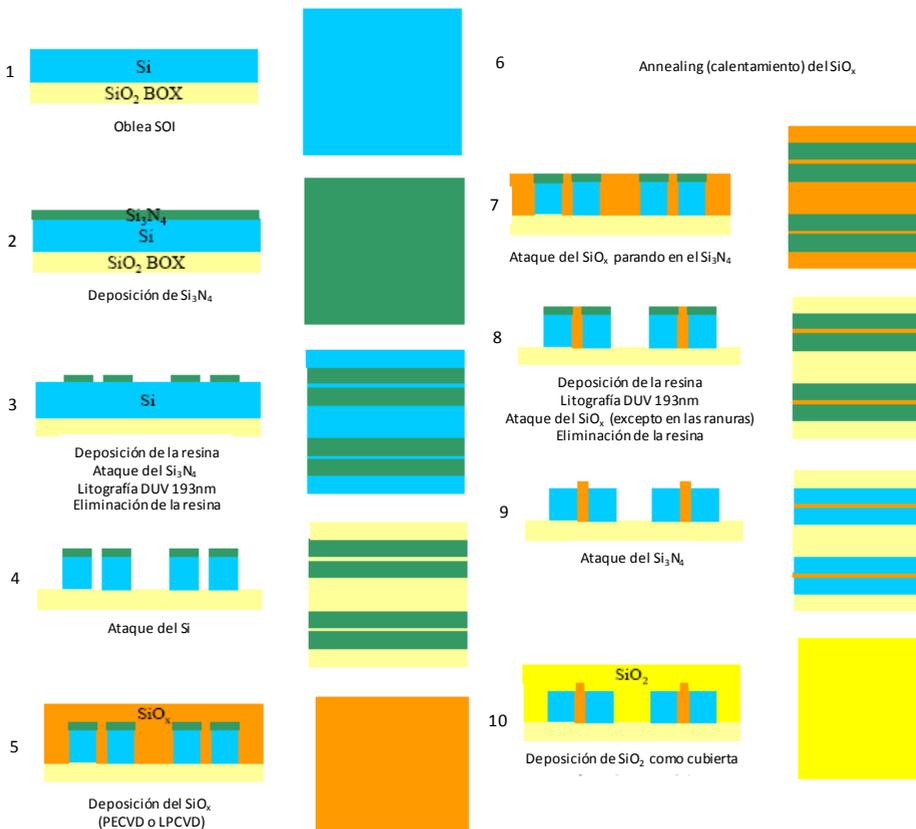


Figura 1: Esquema del proceso de fabricación de las guías ranuradas verticales con SiO_x. Vista frontal y cenital de las guías.

El siguiente paso es el ataque del Si₃N₄ que hace de *hard mask* para el posterior ataque del silicio hasta la capa del BOX (SiO₂). Tras ello se eliminan los restos de resina de la oblea.

Tras esto se deposita el SiO_x mediante el proceso de deposición seleccionado PECVD o LPCVD, ambos compatibles con la tecnología CMOS. Para la adecuada formación de los Si-nc se debe calentar la capa depositada que es el siguiente paso de annealing en el que la temperatura puede variar de una muestra a otra dependiendo de las características de los Si-nc que se deseen. Después se hace un ataque del SiO_x hasta alinearlos con las guías de Si.

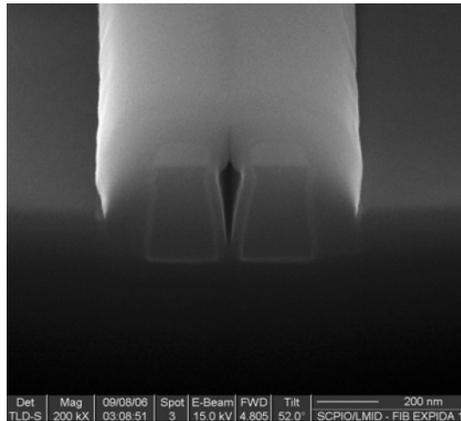


Figura 2: Imagen SEM de una guía ranurada con Si-nc/SiO₂ en ella se observa una burbuja de aire dentro de la ranura debido al proceso de deposición.

En el siguiente punto se deposita de nuevo resina para un nuevo ataque mediante litografía Deep-UV a 193nm para eliminar el SiO_x excepto en la ranura.

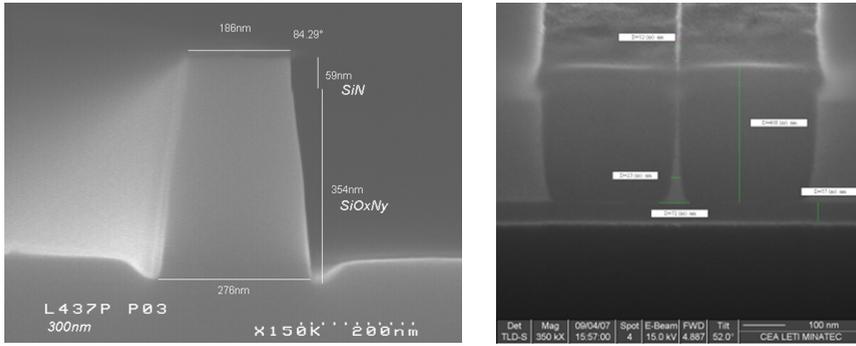
Por último se elimina el Si_3N_4 y se deposita SiO_2 por encima de las estructuras a modo de cubierta para proteger las guías y al mismo tiempo hacer simétrica la estructura.

2.1. Guía ranurada horizontal inversa

Para mejorar el proceso de fabricación y evitar la burbuja de aire que se producía al depositar el SiO_x en la ranura de unos 100nm se propone por CEA-Leti un nuevo proceso de fabricación para las guías ranuradas horizontales.

Dicho proceso se puede ver esquemáticamente en la Figura 4 y las mejoras que presenta respecto al otro proceso son:

- La litografía es más sencilla ya que se deben fabricar sólo guías de 100nm en lugar de guías de 500nm con una ranura de 100nm.
- La deposición no es un paso crítico ya que se evita la creación de burbujas de aire.



- **Figura 3:** Imágenes SEM de (a) la ranura de SiO_x ; y (b) guía ranurada vertical *inversa* finalizada.

Al igual que en el caso anterior partimos de una oblea SOI sobre la que se deposita una capa de SiO_x . Después se deposita la misma capa de Si_3N_4 y sobre ésta una capa de carbón amorfo que servirá de *hard mask*.

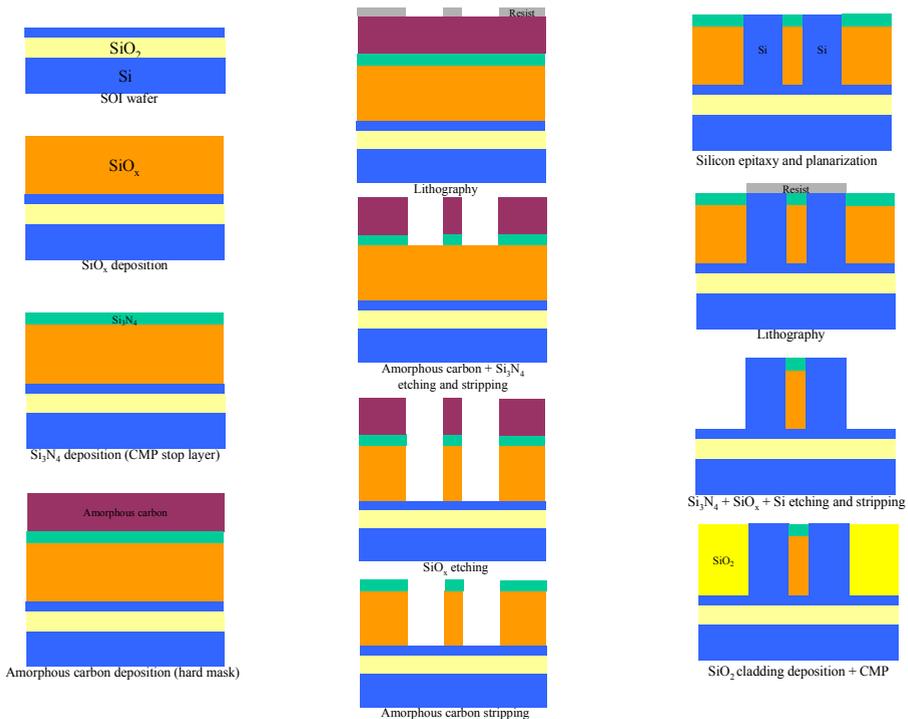


Figura 4: Esquema del proceso de fabricación de las guías ranuradas verticales *inversas* con SiO_x .

Sobre él se deposita la resina y se ejecuta la litografía por Deep-UV a 193nm con el diseño inverso de la anterior máscara. Una vez pasado el patrón a la resina

se realiza el ataque químico del carbón amorfo y del Si_3N_4 . Empleando la capa de carbón amorfo como *hard mask* se produce el ataque del SiO_x y se eliminan los restos del carbón amorfo.

Se inyecta el silicio donde deben ir las guías y se planariza. De nuevo se coloca la resina y se produce una nueva litografía para eliminar el SiO_x de fuera de las ranuras y por último se deposita SiO_2 como cubierta.

3.- Guía ranurada horizontal

Como se ha comentado antes el proceso de fabricación de la guía ranurada horizontal es diferente a los anteriores ya que en este caso se trata de una estructura multicapa.

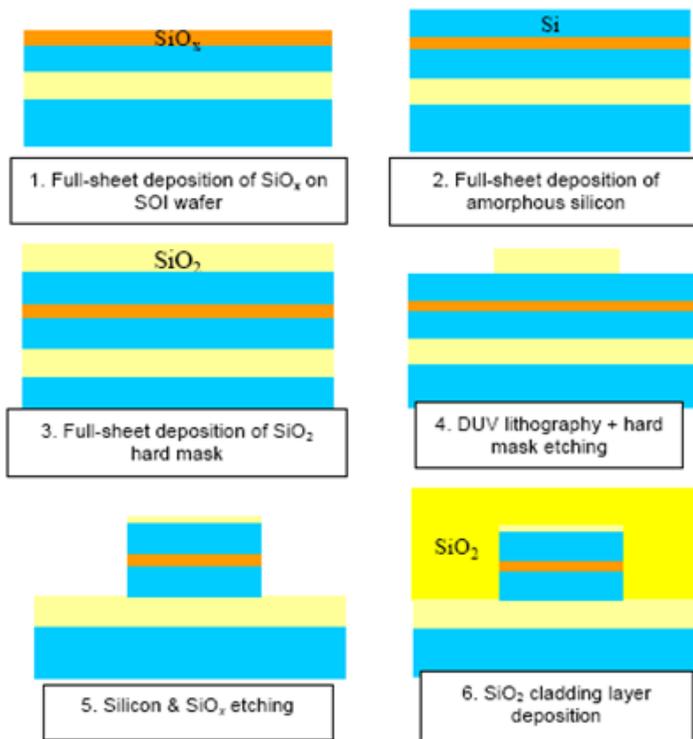


Figura 5: Esquema del proceso de fabricación de las guías ranuradas horizontales con SiO_x .

En la Figura 5 se puede ver esquemáticamente el proceso de fabricación de las guías ranuradas horizontales. De nuevo se parte de una oblea SOI sobre la que

se deposita una capa de SiO_x mediante el proceso elegido (PECVD o LPCVD) y con la temperatura de annealing o calentamiento deseada.

Se continúa con la construcción de la estructura multicapa con la deposición de silicio amorfo sobre la capa de SiO_x . Si se deseara se podría colocar la capa superior de silicio monocristalino mediante un proceso de *bonding* de dos obleas SOI.

Sobre esta estructura se coloca una capa de SiO_2 que hará la función de *hard mask* para el ataque. Se deposita resina y se hace una litografía mediante Deep-UV a 248nm cuya resolución para estas guías es suficiente. Se ataca la capa de SiO_2 para que haga de *hard mask* en el siguiente ataque de la estructura multicapa (Si- SiO_x -Si).

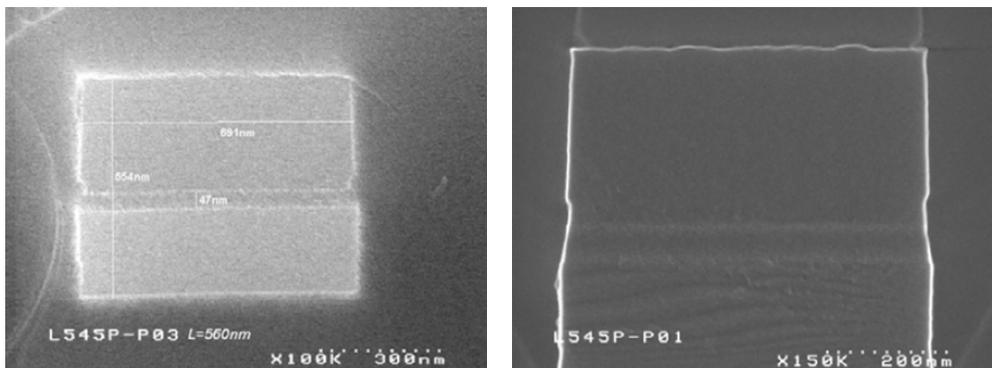


Figura 6: Imágenes SEM de guías ranuradas horizontales con SiO_x en la ranura depositados mediante (a) LPCVD y (b) PECVD.

Por último cuando ya se ha transferido el patrón a la estructura multicapa de nuevo se recubre toda la estructura mediante deposición de SiO_2 para que haga de recubrimiento y ejerza de protector y para hacer la estructura simétrica.

4.- Referencias del anexo

- [Brus98] L. Brus, *“Light Emission in Silicon. From Physics to Devices”*, Ed. By D. Lockwood, Semiconductors and Semimetals, Vol. 49, Academic Press, 303 (1998).
- [Jor07] E. Jordana, J.M. Fedeli, P. Lyan, J.P. Colonna, P.E. Gautier, N. Daldosso, L. Pavesi, Y. Lebour, P. Pellegrino, B. Garrido, J. Blasco, F. Cuesta-Soto, P. Sanchis, *“Deep-UV Lithography Fabrication of Slot Waveguides and Sandwiched Waveguides for Nonlinear Applications,” Group IV Photonics, 2007 4th IEEE International Conference on* , pp.1-3 (2007).
- [Let09] <http://www-leti.cea.fr/>

Anexo D

Montajes de caracterización

Para la caracterización de las muestras se ha hecho uso de dos montajes distintos. Para caracterizar la mayoría de las muestras, se ha realizado un montaje en el cual el acoplamiento de la luz se hace en horizontal, es decir, la luz que viaja por la fibra óptica incide en el perfil de la muestra y, una vez la luz a atravesado todo el chip, vuelve a salir por el perfil opuesto para ser captada y medir su potencia.

El segundo montaje se encarga de acoplar de manera vertical la luz desde la fibra a la guía-onda y viceversa. Para que esto sea posible se hace uso de la técnica *grating coupler*.

1.- Montaje para acoplo horizontal

En este montaje se utiliza la técnica *end-fire* que consiste en acoplar la luz a la entrada de la guía para ser recogida a su salida de manera horizontal. Para ello, se hace uso de una *lensed fiber* (MFD=2.5 μ m) que es una fibra óptica que en un extremo termina con una lente que focaliza la luz a la entrada de la guía. La luz atraviesa la muestra y es recogida en el extremo contrario por un objetivo de gran

apertura numérica. Las guías de entrada y salida tienen una anchura de $3\mu\text{m}$ lo que facilita el alineamiento de la fibra con la guía y reduce las pérdidas de acoplo y de propagación. Para adaptar la anchura de las guías de entrada y salida a las guías monomodo de anchura 500nm , se utilizan *tapers* que varían de forma gradual la anchura evitando posibles reflexiones. La longitud total de la muestra es de 5mm , lo que simplifica el cortado de la muestra y el manejo a la hora de colocarla en el soporte para ser medida.

Antes de realizar la medida de potencia es necesario alinear la muestra, de manera que la fibra, las guías y el objetivo estén dispuestos en línea recta. Para ello se realiza el siguiente montaje:

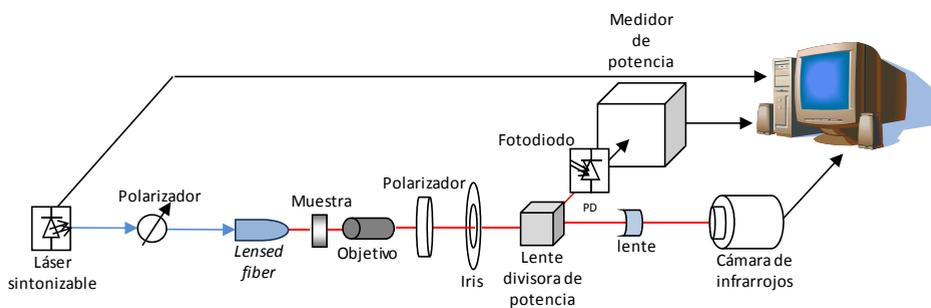


Figura 1: Esquema del montaje de acoplo horizontal.

En las siguientes figuras se muestran fotografías del montaje del laboratorio y de las muestras medidas:

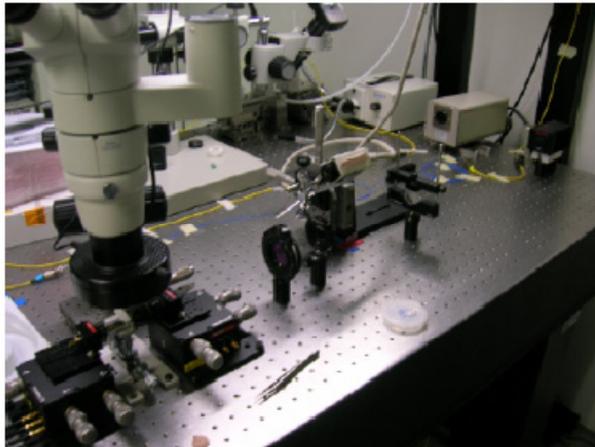


Figura 2: Montaje de caracterización horizontal.

Para realizar las medidas se utiliza un láser sintonizable (modelo PHOTONETICS TUNICS PR-1550 ECL o SANTEC TSL-210F). En primer lugar, la muestra debe alinearse con la *lensed fiber* y el objetivo. Para que la alineación sea

más sencilla se suele fabricar una guía de referencia, de anchura $3\mu\text{m}$ en la parte superior de cada muestra, en su defecto se alinea en una guía recta. El alineamiento se consigue mediante el empleo de unidades de traslación con control en tres ejes (x, y, z) y precisiones de hasta 20nm. Mediante el microscopio con vista cenital se hace un alineamiento grueso y se debe controlar que la fibra no toque a la muestra para que no se dañe ninguna de las dos. A la salida de la muestra se dispone de una lente y una cámara de infrarrojos para controlar el alineamiento. La lente se encarga de focalizar la luz a la salida del objetivo hacia la cámara. La distancia entre la lente y la cámara es la focal, de manera que el plano enfocado por la cámara es el mismo plano de la imagen a la salida del objetivo. La cámara de infrarrojos se conecta al ordenador, de manera que mediante la observación en la pantalla del patrón de interferencia se puede saber si la luz se está transmitiendo por el sustrato o por el aire en lugar de por la guía. A partir de eso y la pericia del operario se mueven los controladores hasta que en la pantalla aparece un haz de luz, como los mostrados en la Figura 6, la muestra está correctamente alineada con el objetivo aunque aún habría que hacer un alineado más fino mediante el medidor de potencia para maximizar la misma.

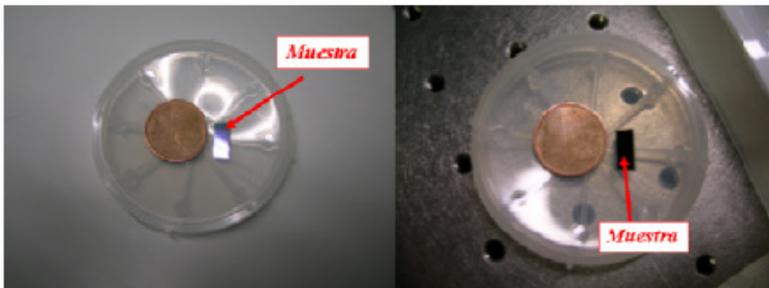


Figura 3: Ejemplos de muestras caracterizadas. Se puede apreciar el reducido tamaño del chip, en el cual hay decenas de circuitos.

Una vez se ha realizado el correctamente el alineamiento se puede desplazar la muestra, en la dirección perpendicular a la de propagación de la luz, hasta encontrar el dispositivo a medir. Para realizar la medida se utiliza un medidor de potencia (ANDO Q2140) conectado como indica la Figura 1. Como la luz sale del láser con polarización arbitraria, es necesario introducir un polarizador entre el láser y la fibra. Así pues, mediante la lente polarizada a la salida se puede seleccionar la polarización deseada. Para caracterizar el circuito, se fija la lente polarizada de salida en posición de la polarización deseada y mediante el polarizador de entrada se busca maximizar la potencia en el medidor. Con el fin de discriminar la luz que pueda propagarse parcialmente por el sustrato o el aire, se utiliza un iris de diámetro variable antes del detector de potencia. La unidad de

traslación en tres ejes en que descansa la lensed fiber se conecta a un controlador piezoeléctrico de mayor precisión de manera que es posible un ajuste más fino del alineamiento entre la fibra y la muestra.

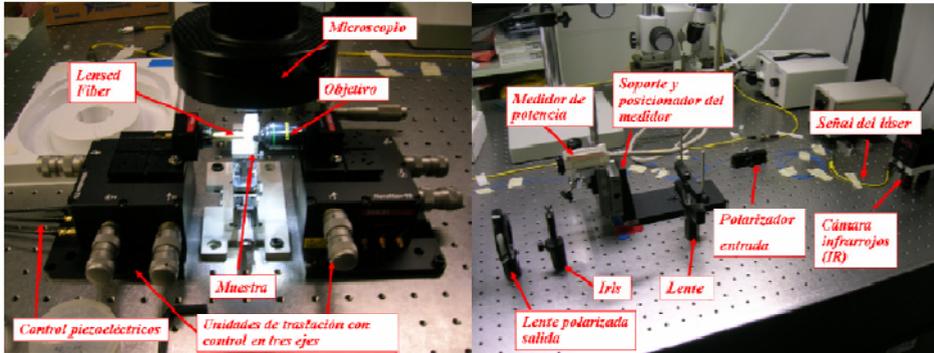


Figura 4: Detalle de los componentes del montaje.

Para registrar las medidas, el medidor de potencia y el láser se controlan desde el ordenador mediante un controlador del bus GPIB. Una aplicación realizada en LabVIEW se encarga de controlar el barrido en longitud de onda del láser y de ir registrando las medidas realizadas por el medidor de potencia. El programa representa una gráfica de la potencia en función de la longitud de onda y, además, crea un fichero de texto ASCII con dos columnas, una para las longitudes de onda y otra para la potencia, de manera que los resultados se pueden trasladar a programas de cálculo.

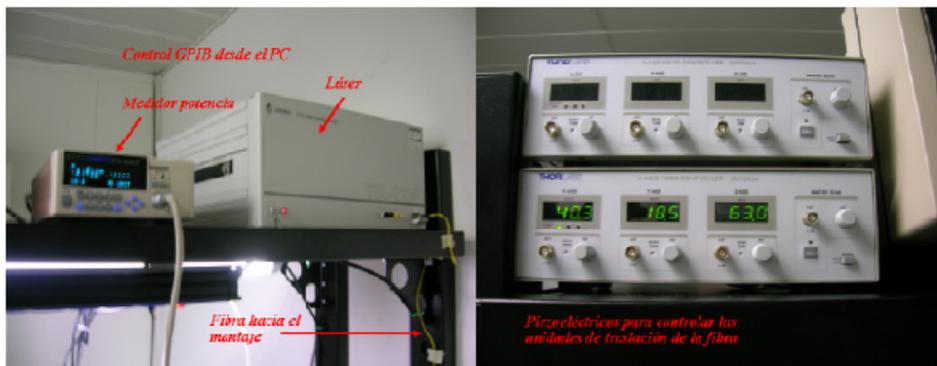


Figura 5: Imágenes del medido de potencia, láser sintonizable y piezoeléctricos que controlan la posición de la *lensed fiber* y el objetivo en 3 ejes.

El problema de este montaje es que tan sólo se puede caracterizar la respuesta en frecuencia del dispositivo y además este proceso es muy lento debido a que entre medida y medida hay que esperar un tiempo para que el láser

sintonizable se estabilice. Por lo tanto para observar la respuesta en un ancho de banda considerable con una buena resolución el tiempo necesario era muy elevado. Esto produce además un error debido a que existen derivas en el alineamiento y por lo tanto en la potencia medida con el tiempo.

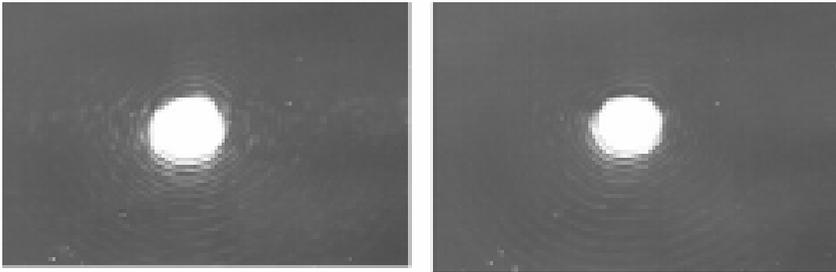


Figura 6: Haces de luz captados por la cámara de infrarrojos después de un correcto alineamiento entre fibra y objetivo.

Para solventar estos problemas lo que se puede hacer es recoger la salida de la muestra mediante otra *lensed fiber* (Figura 7). Al tener de nuevo la luz guiada a la salida del chip podemos procesarla (amplificar, filtrar, ...) o emplear distintos dispositivos ópticos como el analizador de espectros óptico o el osciloscopio óptico. Con el uso del analizador de espectros se minimiza el tiempo de medida ya que si se inyecta una fuente de ruido a la entrada podemos ver la respuesta del dispositivo en una única medida que luego se debe normalizar con la respuesta de la fuente de ruido.

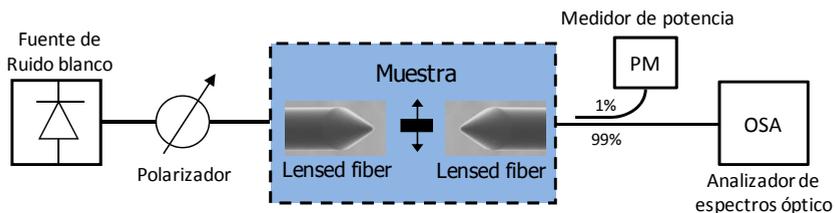


Figura 7: Esquema del montaje de acoplo horizontal fibra-fibra.

El proceso de alineamiento es el mismo que se emplea en el caso anterior, pero una vez tenemos la fibra de entrada alineada se cambia el objetivo y se coloca la *lensed fiber*. Con la ayuda de un microscopio colocado cenitalmente y un medidor de potencia se alinea la fibra de salida maximizando la potencia recogida por éste. Es un proceso complicado ya que sólo tienes como ayuda la experiencia previa y muchas veces se miden elevadas potencias debidas a luz que no viaja guiada en el dispositivo. Una vez se consigue el alineamiento de la fibra de salida hay que ajustar un poco la de entrada por si se ha producido alguna deriva.

Tras este alineamiento se tiene la luz a la salida del chip de nuevo guiada en fibra óptica y por tanto se le pueden hacer cuantos procesos se necesiten y la caracterización es más rápida. Se pueden medir distintos dispositivos de un mismo chip desplazando la muestra y haciendo un pequeño ajuste fino.

2.- Montaje para acoplo vertical

Para caracterizar la muestra fabricada con acoplo basado en *grating coupler* se ha tenido que utilizar un segundo montaje del laboratorio. La particularidad de este montaje es que tiene dos fibras ópticas, una de entrada y otra de salida, dispuestas en posición vertical y que deben estar alineadas con los *grating coupler*. El esquema de montaje es el siguiente:

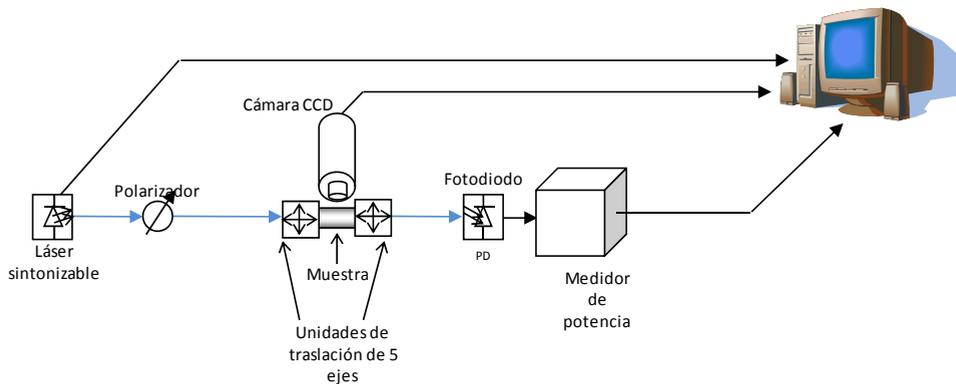


Figura 8: Esquema del montaje de acoplo vertical.

En la siguiente figura podemos ver el montaje para la caracterización de la muestra con *grating couplers*:

Como fuente de excitación se utiliza también un láser sintonizable. A la salida del láser la luz pasa por un polarizador con el que se controla que la luz que incide sobre el *grating* tenga la polarización deseada. Tras el polarizador, la fibra de entrada inyecta la luz sobre el *grating* a la entrada de la muestra. La luz atraviesa la muestra propagándose por las guías hasta llegar al *grating* de salida dónde una fibra de salida recoge la luz. En este montaje, las fibras de entrada y de salida son monomodo estándar del tipo SMF-28. Finalmente, la potencia a la salida de la fibra es detectada por un medidor de potencia. Tanto el láser como el medidor se controlan mediante el bus GPIB.

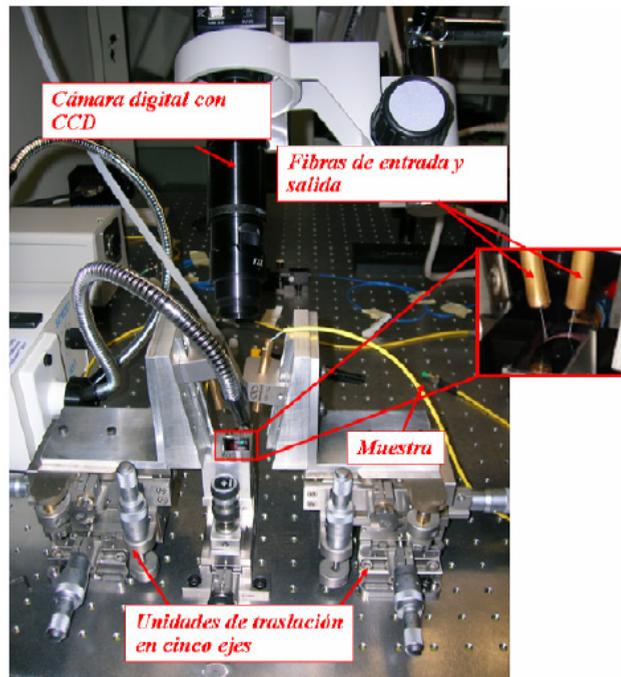


Figura 9: Montaje para la caracterización con *grating couplers*.

En primer lugar, la muestra con los *gratings* debe alinearse con las fibras de entrada y salida. El alineamiento se consigue mediante el empleo de unidades de traslación, con control en cinco ejes (x, y, z, L, I) y precisiones de hasta 20nm. El control en la dirección del eje L nos servirá para poder ajustar la inclinación de la fibra. Se dispone de una cámara digital con CCD, a la que se ha acoplado un conjunto de lentes de gran aumento para controlar el alineamiento, conectada al ordenador. Para el alineamiento entre la fibra y el *grating* se realizan básicamente dos ajustes: un primer ajuste grueso, basado en la observación del acercamiento de la fibra sobre la muestra en la pantalla del ordenador gracias a la imagen proporcionada por la cámara CCD, y un segundo ajuste fino, basado en la búsqueda de un máximo nivel de potencia en el medidor de potencia colocado a la salida. En el ajuste grueso del alineamiento, la manera de controlar el acercamiento de la fibra a la muestra radica en observar en la imagen captada por la cámara tanto la fibra óptica dispuesta sobre la muestra, como la sombra que dicha fibra proyecta sobre la muestra al ser iluminada con un foco de luz blanca proveniente de una lámpara halógena. De esta forma se controla la posición de la fibra sobre el *grating coupler*. En la Figura 10 se muestra una

imagen tomada por la cámara donde puede observarse tanto el *grating coupler* como la fibra óptica y su sombra sobre la muestra.

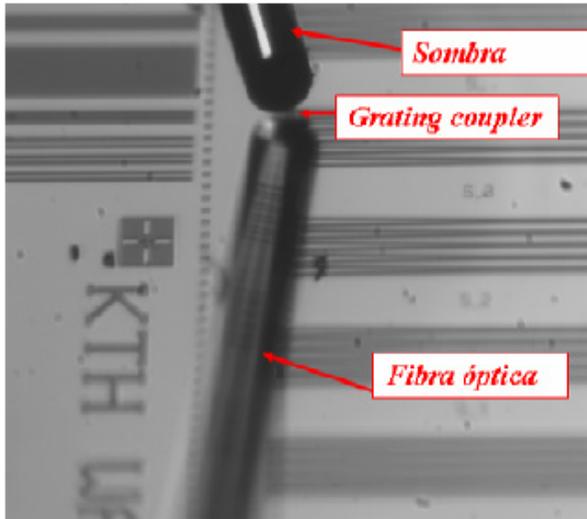


Figura 10: Detalle del alineamiento de la fibra con el *grating*.

