



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

DISEÑO DE ACOPLADORES DIRECCIONALES FOTÓNICOS USANDO HERRAMIENTAS COMERCIALES

Abel García Devesa

Tutor: Pablo Sanchis Kilders
Cotutor: Jorge Parra Gómez

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

Curso 2019-2020

Valencia, 3 de Julio de 2020

Resumen

El acoplador direccional es un bloque básico que se utiliza prácticamente en cualquier circuito integrado fotónico. Su función principal es separar o combinar señales ópticas. El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es el análisis y diseño mediante simulación de acopladores direccionales en tecnología fotónica de silicio y sílice. De esta forma se pretende evaluar diversas herramientas de simulación comercial y analizar las posibles discrepancias que pudieran surgir en términos de las características ópticas y físicas. A partir de los resultados obtenidos, se ha propuesto un método de diseño eficiente de un acoplador direccional. Dicho método se ha utilizado para optimizar el diseño de un conmutador fotónico con respuesta no-volátil basado en un anillo resonante. El método propuesto permite diseñar de una forma más eficiente cualquier circuito fotónico que requiera el uso de acopladores direccionales independientemente de la aplicación final.

Resum

L'acoplador direccional és un bloc bàsic que s'utilitza pràcticament en qualsevol circuit integrat fotònic. La seua principal funció és separar o combinar senyals òptiques. L'objectiu d'aquest Treball Fi de Grau és l'anàlisi i disseny mitjançant simulació d'acopladors direccionals en tecnologia fotònica de silici i sílice. D'aquesta forma es pretén avaluar diverses eines de simulació comercial i analitzar les possibles discrepàncies que puguin sorgir en termes de les característiques òptiques i físiques. A partir dels resultats obtinguts, s'ha proposat un mètode de disseny eficient d'un acoplador direccional. Aquest mètode s'ha utilitzat per optimitzar el disseny d'un commutador fotònic amb resposta no-volàtil basat en un anell ressonant. El mètode proposat permet dissenyar d'una forma més eficaç per a qualsevol circuit fotònic que requereix l'ús d'acopladors direccionals independentment de l'aplicació final.

Abstract

The directional coupler is a basic building block used in almost every photonic integrated circuit. Its main function is to split or combine optical signals. The objective of this Final Degree Project is the analysis and design by simulation of directional couplers in photonic technology using the silicon and silica technology. In this way, the aim is to evaluate different commercial simulation tools and analyze the possible discrepancies that may arise in terms of the optical and physical characteristics. Based on the results obtained, an efficient design method of a directional coupler has been proposed. This method has been used to optimize the design of a photon switch with non-volatile response based on a resonant ring. The proposed method allows to design in a more efficient way any photonic circuit that requires the use of directional couplers regardless of the final application.

Índice

1. Introducción	3
2. Objetivos y metodología	6
2.1. Objetivos	6
2.2. Metodología	6
2.3. Planificación temporal	7
3. Diseño de acopladores direccionales en tecnología fotónica	8
3.1. Acopladores direccionales	8
3.2. Revisión de las herramientas y métodos de simulación	10
3.2.1. FemSIM	10
3.2.2. BeamPROP	12
3.2.3. FullWAVE	13
3.3. Diseño de la sección con guías paralelas en tecnología de sílice y silicio	15
3.4. Influencia de las curvas de entrada/salida del acoplador	22
3.5. Propuesta de un método de diseño eficiente	25
4. Diseño de acopladores direccionales para anillos resonantes	27
4.1. El anillo resonante y sus parámetros de diseño	27
4.2. Anillo resonante como conmutador	30
4.3. Diseño teórico de la zona de acoplamiento	32
4.4. Diseño físico de la zona de acoplamiento	34
4.5. Evaluación de un anillo no optimizado	35
5. Conclusiones y trabajo futuro	36
6. Bibliografía	37
A. Anexo I: Código de MATLAB.	39
B. Anexo II: Parámetros de simulación.	45

1. Introducción

La fotónica es la ciencia que estudia la creación, el control, la detección y la interacción de la materia con los fotones. El fotón es un tipo de partícula elemental del campo electromagnético, cuyo nombre deriva de la palabra griega designada para describir la luz (*phos*).

La razón por lo que es preferible la fotónica respecto a la electrónica es por el gran ancho de banda que se puede obtener, relacionada directamente con la frecuencia. Un mayor ancho de banda implica que se podrá transmitir más información. Los sistemas electrónicos quedan limitados por la impedancia, ya que aumenta con la frecuencia reduciendo su capacidad de propagación, quedando restringido solo a distancias cortas, además de que el medio de propagación no es puramente dieléctrico y presenta pérdidas. Sin embargo, las señales ópticas viajan a través de medios dieléctricos a frecuencias más altas, utilizando materiales que son tratados como transparentes a la luz.

Un sistema típico de transmisión de datos fotónico incluye moduladores, amplificadores, serializadores y deserializadores, multiplexores ópticos, láseres y conmutadores. La fotónica integrada busca la integración de esta ciencia en estructuras unificadas, juntando todos los diferentes dispositivos en uno solo. Para ello, se utilizan todos los procesos e investigaciones compatibles con la industria electrónica, ya que son procesos compatibles con la fotónica [1].

Los orígenes de la fotónica integrada se remontan a 1960 y 1970 con la demostración de la primera guía 2D, en un sustrato plano, y la guía óptica 3D, los cuáles son elementos básicos en el guiado de luz en la integración de circuitos [2] [3]. Para ello, se utilizaban materiales ferroeléctricos como $LiNbO_3$ por su capacidad para la modulación óptica, o semiconductores como InP o $GaAs$. A mediados de 1980 ya se propuso el Si como pilar base para la fotónica integrada ya que era el semiconductor más estudiado y apto para ello.

Una de las primeras plataformas comerciales de la fotónica integrada fueron los PLC's (*Planar Lightwave Circuit*). Las guías de onda están formadas por un núcleo de SiO_2 dopado con germanio rodeado por una cubierta de SiO_2 similar a una fibra óptica. Gracias a estas similitudes entre ambas guías, los PLC's incluyen gran cantidad de aplicaciones en el ámbito de las telecomunicaciones tales como filtros OFDM, conmutadores (ver figura 1), moduladores, multiplexores o demultiplexores de $N \times N$ guías para transporte en redes WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*), que es la tecnología que permite transmitir varias señales independientes en una sola fibra óptica a través de portadoras de diferente longitud de onda [4].

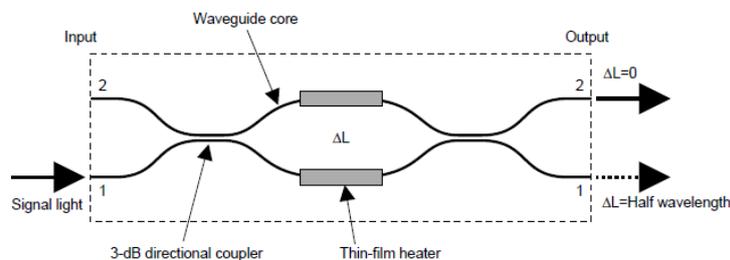


Figura 1: Ejemplo de un conmutador basado en PLC.

Dentro de las plataformas de la fotónica integrada, sobresale la fotónica de silicio, originalmente esperada para ser una combinación de las comunicaciones ópticas. Debido a su complementariedad con la industria CMOS (semiconductor metal-óxido), está siendo una plataforma mucho mayor que eso, incluyendo los circuitos integrados fotónicos (PIC's). De esta forma, la elección de silicio ofrece cuatro ventajas sobre el resto de materiales [5]:

- Compatibilidad total con la microelectrónica y la nanoelectrónica.
- Transparente a las longitudes de onda utilizadas en telecomunicaciones.
- Componentes con un tamaño compacto gracias al alto contraste de índices del silicio y el SiO_2 .
- Bajo coste potencial que ofrece debido a la fabricación a gran escala usando la tecnología CMOS.

SOI (Silicon-On-Insulator) es una de las primeras plataformas propuesta en los años 80 y es la que actualmente se utiliza en una gran variedad de ámbitos [6]. La estructura de SOI está formada por una capa de silicio sobre una capa de óxido de silicio que se encarga de confinar la luz. Se puede añadir una capa de óxido opcionalmente para proteger la guía. La capa de silicio tiene un espesor entre 0.1 y 0.5 μm encima de una capa de SiO_2 de 0.7 a 2 μm , tal y como se muestra en la figura 2 [7]. Una de las principales ventajas de esta plataforma es que permite realizar circuitos fotónicos con una gran cantidad de elementos dentro de un mismo chip. Además, esta plataforma se está utilizando en campos muy diversos como telecomunicaciones, comunicaciones de datos, sensado, computación neuromórfica o computación cuántica.

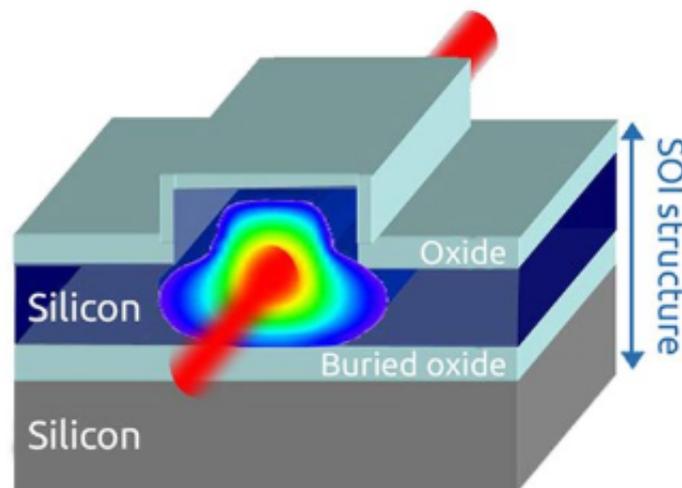


Figura 2: Estructura de una SOI.

Los PIC's están formados por diversos bloques básicos. Uno de los más utilizados es el acoplador direccional (ver figura 3), ya que es un tipo de estructura que es capaz de dividir o combinar potencia entre diferentes guías. El acoplador direccional es un elemento pasivo que se utiliza como referencia en estructuras fotónicas más complejas. Este se puede utilizar en combinación con otras estructuras, tales como podrían ser un Interferómetro Mach-Zehnder (MZI) o el anillo resonante, entre otros [8]. Para abordar su diseño y fabricación se utilizan diferentes herramientas comerciales las cuales introducen diferentes problemas en su diseño, tales como distinta precisión inversamente proporcional a su complejidad, así como diferentes tiempos de simulación requiriendo un mayor coste computacional.

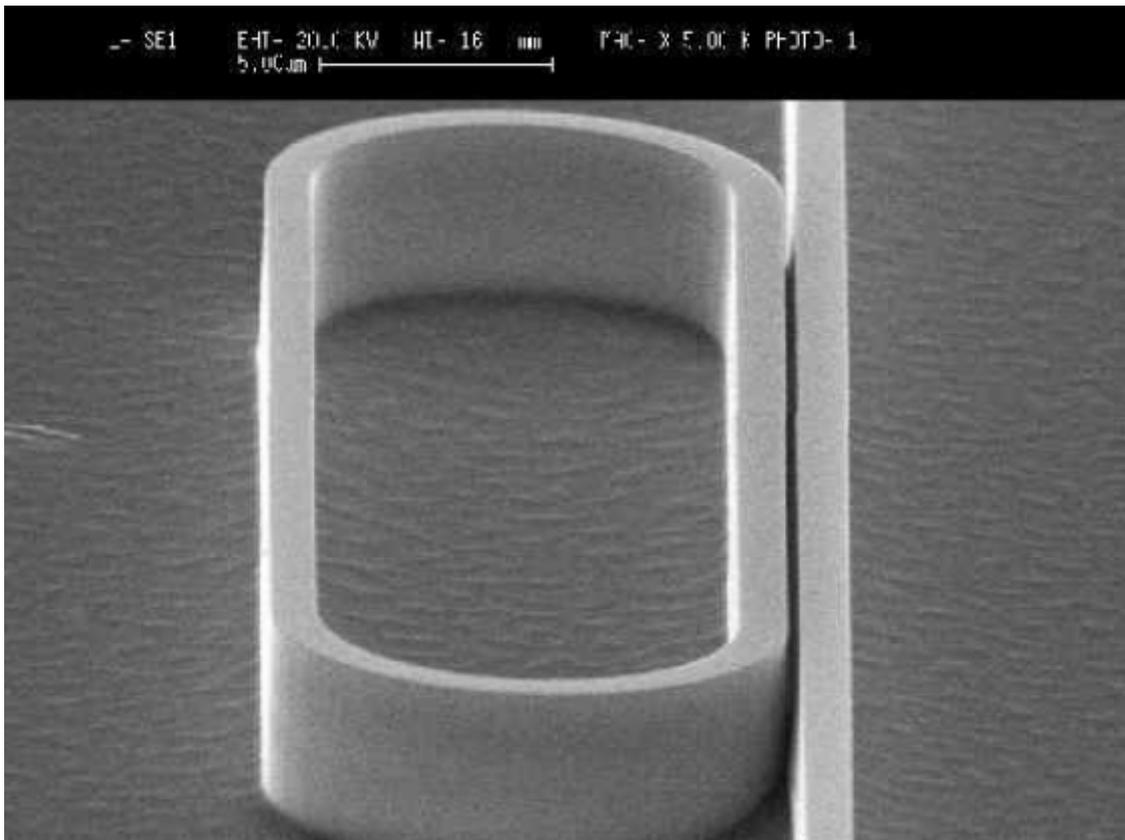


Figura 3: Barrido electrónico de un acoplador direccional.

2. Objetivos y metodología

2.1. Objetivos

El principal objetivo de este trabajo es analizar y diseñar acopladores direccionales comparando distintas herramientas de simulación en dos tecnologías distintas. En particular, observaremos como responden en tecnología de sílice (con bajo contraste de índices) y tecnología de silicio (con alto contraste de índices). Posteriormente diseñaremos un acoplador direccional para una estructura de anillo resonante.

En concreto, los objetivos específicos que vamos a abordar son:

- Revisión de los métodos numéricos de las herramientas de simulación.
- Comparación de los resultados y elección del método de simulación.
- Proponer un método de diseño eficiente de un acoplador direccional.
- Diseño y simulación de de la zona de acoplamiento de un conmutador basado en anillo resonante.

2.2. Metodología

Para cumplir estos objetivos se seguirá la siguiente metodología, la cuál la podemos dividir en tres bloques, tal y como observamos en la figura 4:

- Documentación y revisión del estado del arte.
- Simulación, análisis y diseño de estructuras del dispositivo utilizando la herramienta comercial RsoftCAD.
- Simulación y análisis del acoplador con las diferentes tecnologías a través de las herramientas BeamPROP, FemSIM y FullWAVE.
- Discusión de los resultados y aplicación en un ejemplo práctico utilizando un anillo resonante.

Las cuatro herramientas de simulación utilizadas serán FemSIM, BeamPROP, FullWAVE y MATLAB. Los tres primeros son softwares integrados en RsoftCAD mientras que MATLAB se utilizará para el tratamiento de datos. A su vez se utilizará Latex para escribir la memoria correspondiente.

Este trabajo se ha llevado a cabo en el Centro de Tencología Nanofotónica (NTC), supervisado por Pablo Sanchis Kilders, jefe de la línea de investigación de dispositivos fotónicos integrados, y Jorge Parra Gómez, investigador predoctoral.

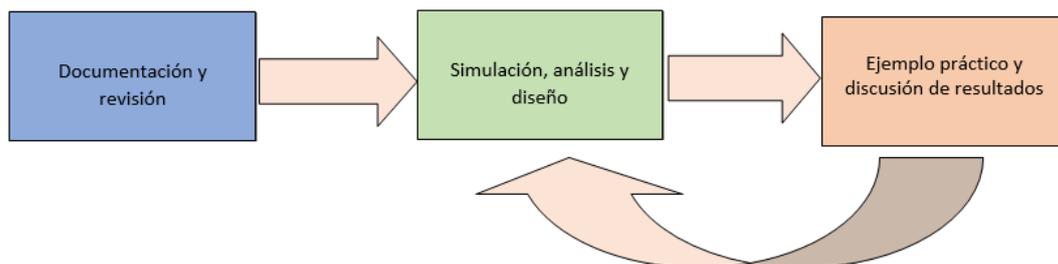


Figura 4: Bloques fundamentales de la metodología y su relación.

2.3. Planificación temporal

Para cumplir con los objetivos marcados, se proponen los siguientes bloques de tareas:

- Bloque 1: Documentación y revisión.
 - Aprendizaje de fotónica y fotónica integrada.
 - Lectura de artículos científicos de fotónica.
 - Revisión de apuntes sobre fotónica y aprendizaje de las herramientas de simulación.
- Bloque 2: Simulación, análisis y diseño.
 - Diseño del acoplador a través de RsoftCAD.
 - Simulación a través de las diferentes herramientas.
 - Desarrollo del código de MATLAB para el tratamiento de datos.
- Bloque 3: Ejemplo práctico y discusión de resultados.
 - Discusión de los resultados obtenidos.
 - Diseño y simulación de la zona de acoplamiento de un anillo resonante.

La tabla 1 muestra la distribución temporal de las tareas, donde el trabajo realizado corresponde desde Febrero de 2020 hasta Junio de 2020.

	Febrero	Marzo	Abril	Mayo	Junio
Bloque 1	X	X			
Bloque 2		X	X	X	
Bloque 3				X	X

Tabla 1: Diagrama de la distribución temporal de las tareas.

3. Diseño de acopladores direccionales en tecnología fotónica

3.1. Acopladores direccionales

El acoplador direccional es el dispositivo más común para combinar y separar la luz en un sistema fotónico. El acoplador direccional consiste en dos guías de onda paralelas, que comúnmente suelen ser iguales, además de monomodo. En la sección de acoplamiento, que es la zona dónde se aproximan las guías (ver figura 5), aparece un cambio periódico de potencia entre las guías. El coeficiente de acoplamiento es controlado por la longitud de ambas guías y el espaciado entre ellas.

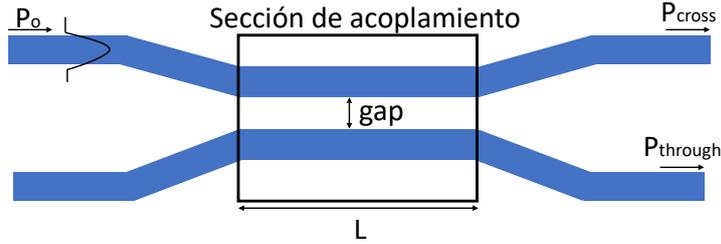


Figura 5: Esquema básico de un acoplador direccional.

El comportamiento de un acoplador direccional puede ser descrito usando la teoría de los modos acoplados. La teoría de los modos acoplados resuelve la interacción entre dos modos ópticos, partiendo de la ecuación de Helmholtz [9]:

$$\nabla^2 \vec{E} + \bar{n}^2 k_0^2 \vec{E} = 0 \quad (1)$$

donde \vec{E} representa la distribución espacial del campo eléctrico $\vec{E}(r, t)$, \bar{n} es el índice de refracción en todo el dominio, y k_0 es el número de onda en el vacío. La teoría de supermodos acoplados se basa en proponer una solución aproximada de la ecuación (1). La obtención de E es necesaria para poder utilizar la siguiente matriz de transferencia que define el comportamiento general de un acoplador direccional para una longitud de acoplamiento L:

$$\begin{pmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-k^2} & -jk \\ -jk & \sqrt{1-k^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix} \quad (2)$$

donde k es la parte de campo acoplado. Podemos reescribir la matriz de transferencia en términos de potencia ya que $P = |E|^2$:

$$P_{cross}(L) = P_0 \sin^2(CL) \quad (3)$$

$$P_{through}(L) = P_0 \cos^2(CL) \quad (4)$$

donde P_0 es la potencia de entrada óptica por la primera guía, ya que consideramos que la segunda guía no introduce potencia, lo que se conoce como el puerto desacoplado. P_{cross} es la potencia acoplada en la sección de acoplamiento, y $P_{through}$ es la potencia de salida de la primera guía. L es la longitud del acoplador y C es el coeficiente de acoplamiento.

Para obtener las ecuaciones de diseño de un acoplador direccional, definimos sus parámetros de diseño a partir de las ecuaciones (3) y (4). La parte de la potencia acoplada de una guía de onda puede ser expresada como:

$$k^2 = \frac{P_{cross}}{P_0} = \sin^2(CL) \quad (5)$$

La parte de potencia restante en la guía de onda original, asumiendo que no hay pérdidas del acoplador ($k^2 + t^2 = 1$), es:

$$t^2 = \frac{P_{through}}{P_0} = \cos^2(CL) \quad (6)$$

Podemos observar la variación de potencia del acoplador en la figura 6. Determinaremos el acople a través de:

$$Acople(dB) = 10 \log_{10}(k^2) \quad (7)$$

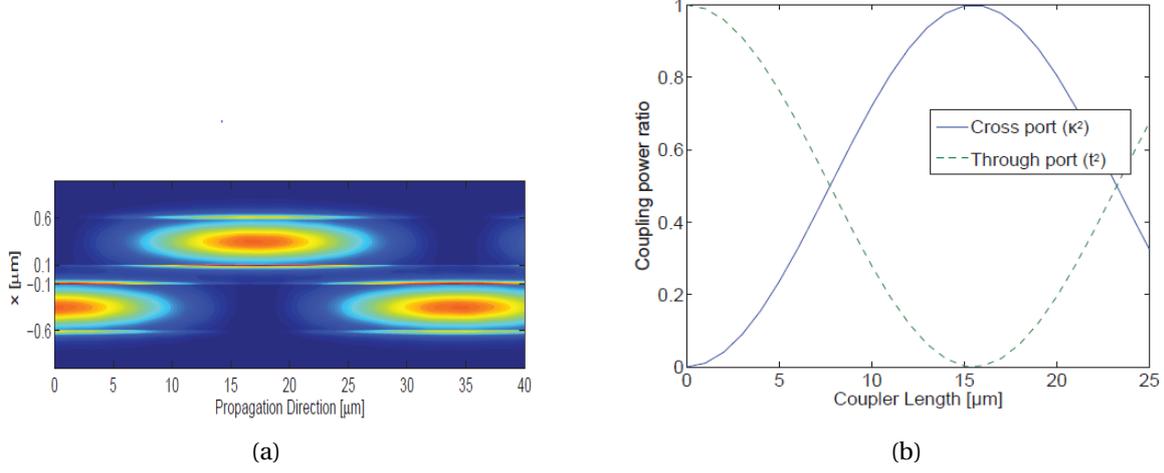


Figura 6: Propagación de un acoplador direccional. **(a)**Campo de propágación a lo largo de un acoplador direccional, **(b)** k^2 y t^2 a lo largo de un acoplador direccional ideal.

Podemos calcular el coeficiente de acoplamiento mediante simulación a través del punto donde el acoplamiento cumple un ciclo y vuelve a ser nulo:

$$k = \sin(CL) = 0 \quad \forall \quad L = L_B \quad (8)$$

$$C = \frac{\pi}{L_B} \quad (9)$$

Otra forma de obtener el coeficiente de acoplamiento es usando un análisis de supermodo, basado en un cálculo numérico de índices efectivos, n_e y n_o , de los primeros dos modos de la guía de onda acoplada. Estos dos modos son conocidos como los modos par e impar.

Para estos dos modos, el coeficiente es:

$$C = \frac{\pi \Delta n}{\lambda} \quad (10)$$

dónde Δn es la diferencia entre los índices efectivos $|n_e - n_o|$.

La idea detrás del acoplador puede ser explicada a través de la propagación de los dos modos con diferentes constantes de propagación:

$$\beta_e = \frac{2\pi n_e}{\lambda} \quad (11)$$

$$\beta_o = \frac{2\pi n_o}{\lambda} \quad (12)$$

A medida que el modo avanza, la intensidad del campo oscila entre las dos guías, tal y como se muestra en la figura 6. Con los dos modos en fase, la potencia se localiza únicamente en la

primera guía de onda. Cuando hay una diferencia de π entre la fase de los dos modos, la potencia se localiza únicamente en la segunda guía de onda. Esto ocurre cuando el modo se localiza en la distancia transversal L_c , más conocida como longitud de acople, la cual la calculamos de la siguiente manera con las ecuaciones (11) y (12) [10]:

$$\beta_e L_c - \beta_o L_c = \pi \quad (13)$$

$$L_c \left[\frac{2\pi n_e}{\lambda} - \frac{2\pi n_o}{\lambda} \right] = \pi \quad (14)$$

$$L_c = \frac{\lambda}{2 \Delta n} \quad (15)$$

Con ello también podemos determinar la longitud de batido L_B , la cuál es el doble de L_c . La potencia en este punto se localiza de nuevo en la primera guía de onda:

$$L_B = 2L_c \quad (16)$$

Como k está definida por una función periódica, L_B no es un valor único, sino un conjunto de valores infinitos :

$$L_B = \frac{2\pi m}{|\beta_e - \beta_o|} = \frac{m\lambda}{\Delta n} \quad \forall \quad m = 1, 2, 3... \quad (17)$$

Esta propiedad tiene una gran utilidad ya que se puede diseñar un acoplador con mayores dimensiones y la mismas características, pudiendo utilizar longitudes físicas más grandes dependiendo del tipo de aplicación requerida [11].

3.2. Revisión de las herramientas y métodos de simulación

Para calcular el coeficiente de acople k de un acoplador direccional, utilizaremos y compararemos tres herramientas de simulación integradas en el entorno RsoftCAD, llevando a cabo el diseño y simulación de nuestro acoplador direccional. Estas tres herramientas son FemSIM, BeamPROP y FullWAVE, implementadas en el entorno RsoftCAD [12].

3.2.1. FemSIM

FemSIM es una herramienta basada en FEM (Finite Element Method), un método numérico basado en elementos finitos que calcula los modos transversales. Un modo óptico es una solución de las ecuaciones de Maxwell la cual satisface las condiciones de contorno. Los modos son soluciones ortogonales a la ecuación de onda y su distribución espacial no cambia con la propagación. La luz dentro de un modo es coherente, no interfiriendo en otros modos diferentes por lo que cada modo tiene una forma y un índice efectivo propio.

Los modos transversales son patrones de campo electromagnéticos 1D o 2D que no cambian de forma que el campo se propaga a lo largo del dispositivo. Los modos calculados a través de FEM se utilizan comúnmente para calcular los campos de entrada de BeamPROP y FullWAVE [13].

FemSIM es una herramienta ideal para estudiar los modos admitidos en una amplia variedad de estructuras fotónicas. Para ello resuelve las siguientes ecuaciones:

- Ecuación del modo propio:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{s} (\nabla \times \vec{E}) \right) - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} = 0 \quad (18)$$

donde a través del primer término de la operación averiguamos la propagación onda a lo largo de la superficie s , mientras que el segundo término hace referencia a la variación del campo debido al material de la superficie, con una permitividad eléctrica relativa ϵ_r asociada.

- Ecuación de contorno:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad (19)$$

donde \hat{n} es el vector normal de la superficie estudiada. El significado físico de la ecuación es que la componente tangencial del campo eléctrico \vec{E} no cambia al cruzar la superficie frontera de una superficie.

- Ecuación FemSIM:

$$\vec{E}_T(x, y) e^{-j\beta z} = \sum_{i=1}^n N_i \cdot \vec{E}_{T_i} = \sum_{i=1}^n \{U_{\hat{x}} + V_{\hat{y}}\} \cdot \vec{E}_{T_i} \quad (20)$$

donde se realiza una aproximación del campo eléctrico transversal a través de la suma de las componentes transversales próximas a él [14].

3.2.2. BeamPROP

BeamPROP es una herramienta muy eficiente para dispositivos de fibra y guías de onda. Está basado en el método BPM (Beam Propagation Method), el cual resuelve las ecuaciones de Maxwell con los siguientes supuestos:

- Steady-State (estado estable): estado estacionario, sin dependencia temporal.
- Monocromático: una longitud de onda simulada a la vez.
- La luz debe viajar en una sola dirección: válido para la mayoría de los dispositivos.

El algoritmo BPM comienza con la ecuación de Helmholtz para ondas monocromáticas:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} + k(x, z)^2 \phi = 0 \quad (21)$$

donde el campo eléctrico escalar es $E(x, z, t) = \phi(x, z) e^{-i\omega t}$ y $k(x, z) = k_0 n(x, z) = \frac{2\pi}{\lambda} n(x, z)$

Aplicando también el supuesto de variación lenta en la envolvente, como se observa en la figura 7, $\phi(x, z) = u(x, z) e^{i\bar{k}z}$ donde \bar{k} es el número de onda característico.

Finalmente ignoramos el término $\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}$ asumiendo que la luz viaja en una sola dirección. Jun-
tando los supuestos obtenemos:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z} = \frac{i}{2k} \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + (k^2 - \bar{k}^2) u \right) \quad (22)$$

dado $u(x, z = 0)$, se puede simplificar para obtener $u(x, z > 0)$. Por defecto, un valor óptimo de k se elige dinámicamente por BeamPROP para cada valor de la coordenada z en la simulación. BPM

calcula la distribución de campo en cada paso en función del campo y del índice de perfil en pasos anteriores [15].

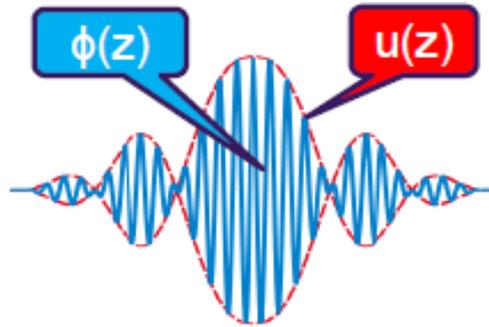


Figura 7: Campo eléctrico y su envolvente.

3.2.3. FullWAVE

FullWAVE es la herramienta más rigurosa y con mayor capacidad para modelar dispositivos nano-ópticos. Está basado en el método FDTD (Finite Difference Time Domain). Este método es una solución directa de las ecuaciones de Maxwell, únicamente discretizándolas y limitando el problema a la capacidad computacional.

El algoritmo FDTD simula cualquier estructura que pueda describirse a través de las ecuaciones de Maxwell. Se encarga de resolver directamente las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. La forma más común de resolver estas ecuaciones es resolviendo las componentes de los campos E y H a través de los puntos de un mallado espaciado Δx , Δy y Δz aparte.

El tiempo está discretizado en pasos Δt . Las componentes del campo E son calculadas en el tiempo $t = n\Delta t$, mientras que las componentes del campo H son calculadas en el tiempo $t = (n + 1/2)\Delta t$, donde n es el paso. El campo E en el paso n es igual al campo E en el paso $t = (n - 1)\Delta t$ más la variación calculada en la variación temporal o el campo H calculado en el medio paso anterior [16].

Un resumen de estas tres herramientas de simulación sería el descrito en la siguiente tabla, donde podemos observar las suposiciones iniciales de cada herramienta de simulación, las geometrías que son ideales y sus principales aplicaciones:

	Suposiciones	Geometría	Aplicaciones
FemSIM	-Monocromático -Resuelto por el modo transversal	Estructuras 1D o 2D con modos guiados o <i>leaky</i>	Guías de onda o fibras. Los modos se utilizan como entrada para BeamPROP o FullWAVE
BeamPROP	-Monocromático -El perfil de índice varía lentamente -Unidireccional	Estructuras donde la luz se propaga principalmente en una dirección	-Guías de onda -Fibras -Acopladores direccionales
FullWAVE	-No hace suposiciones físicas -Limitado por la capacidad computacional	Estructuras pequeñas (relativas a la longitud de onda)	Estructuras con tamaños nano/micro métricos.

Tabla 2: Tabla resumen de las características de las herramientas de simulación.

3.3. Diseño de la sección con guías paralelas en tecnología de sílice y silicio

Para simular un acoplador direccional, diseñaremos a través del entorno RSoftCAD las guías correspondientes para las dos tecnologías que emplearemos y que podemos observar en la figura 8:

- Para un acoplador de tecnología de silicio, es decir, con alto contraste de índice de refracción, utilizaremos dos guías estándar de $450 \text{ nm} \times 220 \text{ nm}$ cuyo material será el Si, con un índice de refracción de 3.476, recubierto de SiO_2 , cuyo índice de refracción es 1.444.
- Para un acoplador de tecnología de sílice, es decir, con bajo contraste de índice de refracción, utilizaremos dos guías de $6 \mu\text{m} \times 6 \mu\text{m}$ hechas de $\text{SiO}_2 - \text{Ge}$, con un índice de refracción de 1.4575, recubierto de SiO_2 .

La longitud de las guías variará en función de los resultados obtenidos para que seamos capaces de analizar el acoplador direccional. Ambos acopladores serán simulados en la banda C de telecomunicaciones comprendida entre 190 THz y 195 THz, que corresponde a una longitud de onda entre 1530 nm y 1580 nm. En concreto, utilizaremos la tercera ventana situada en torno a una longitud de onda de 1550 nm.

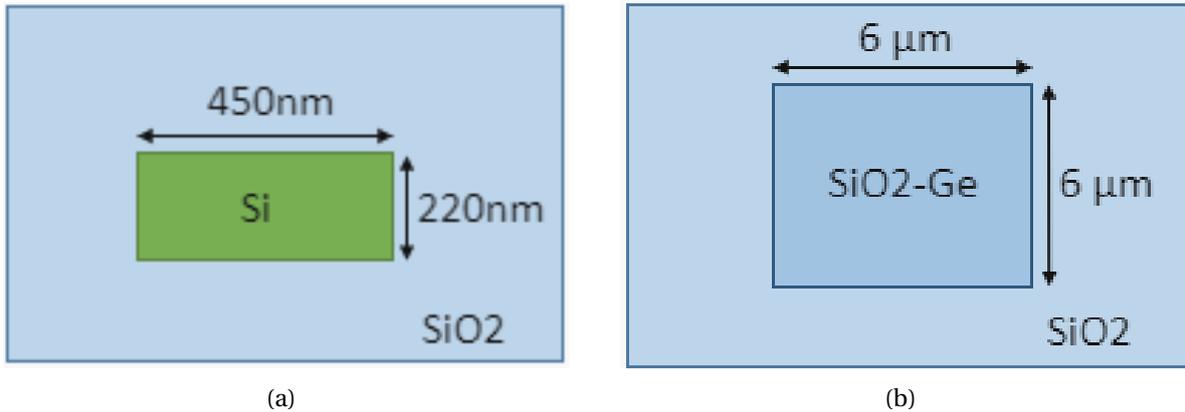
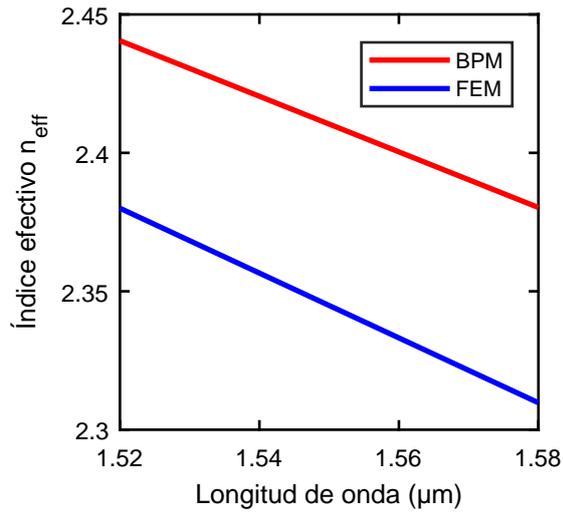


Figura 8: Guías estándar. (a) Guía de silicio $450 \text{ nm} \times 220 \text{ nm}$, (b) Guía de sílice $6 \mu\text{m} \times 6 \mu\text{m}$.

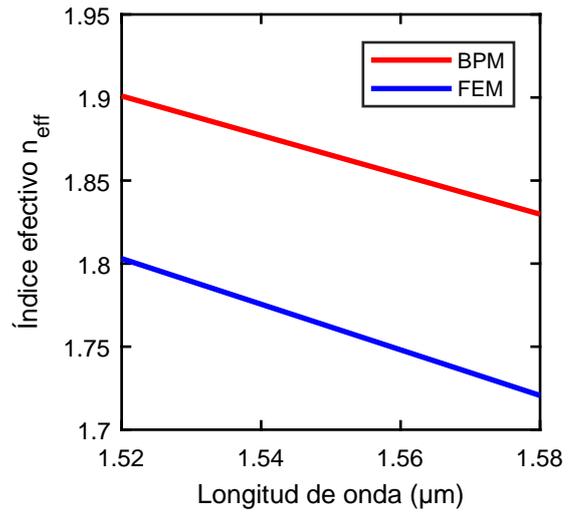
Como primer paso, calcularemos el índice efectivo correspondiente a cada guía para polarización TE y TM utilizando las dos herramientas de simulación: BeamPROP y FemSIM. El objetivo de este cálculo es ver las diferencias o discrepancias entre ambos métodos. Para este propósito, obtendremos el índice efectivo en función de la longitud de onda y utilizaremos la herramienta integrada en RSoftCAD de simulación de modos llamada 'Compute Modes'. La dispersión debida a la guía de onda se puede aproximar a un polinomio de primer grado en un región pequeña del espectro $n_{eff}(\lambda)$, donde n_g es el término independiente a calcular:

$$\Re \{n_{eff}(\lambda)\} = a\lambda + n_g \quad (23)$$

En primer lugar, calculamos el índice efectivo para la guía de silicio en función de la longitud de onda entre $\lambda = [1.52 - 1.58] \mu\text{m}$ y obtenemos los siguientes resultados exportando los datos a MATLAB, cuyo código se encuentra en el Anexo I:



(a)



(b)

Figura 9: Índice efectivo en BeamPROP y FemSIM para la guía $Si - SiO_2$ de $450 \text{ nm} \times 220 \text{ nm}$ en función de la longitud de onda. **(a)** modo TE, **(b)** modo TM.

Obtenemos para BeamPROP en el modo TE que $n_{eff}(\lambda) = -1.004\lambda(\mu m) + 3.966$ y para el modo TM que $n_{eff}(\lambda) = -1.185\lambda(\mu m) + 3.703$. Para FemSIM obtenemos que $n_{eff}(\lambda) = -1.171\lambda(\mu m) + 4.159$ para el modo TE y $n_{eff}(\lambda) = -1.373\lambda(\mu m) + 3.891$ para el modo TM.

Observamos que en la guía de silicio existen diferencias entre ambos métodos para ambas polarizaciones atribuido al gran contraste de índices. Si comparamos estos valores con los existentes en la literatura, vemos que con FemSIM obtenemos resultados más precisos. Esto ocurre porque FemSIM no hace ninguna aproximación a las ecuaciones de Maxwell. Por tanto, FemSIM se muestra como mejor herramienta para diseñar un acoplador basado en la teoría de supermodos.

Por otro lado, calculando el índice efectivo de la guía de sílice y tratando los datos a través del mismo código de MATLAB expuestos en el Anexo I, obtenemos:

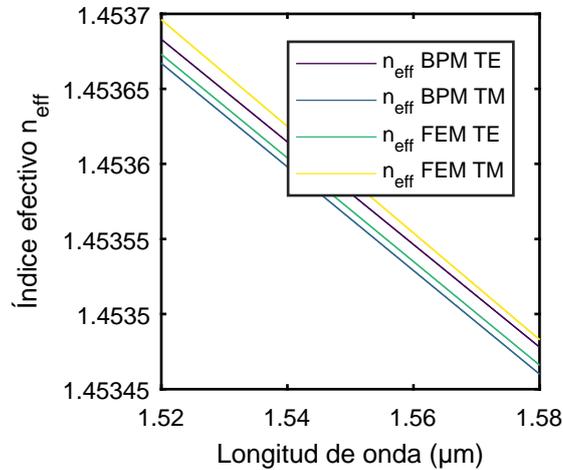
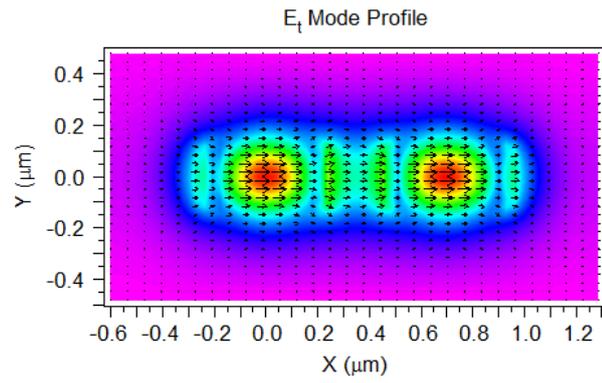


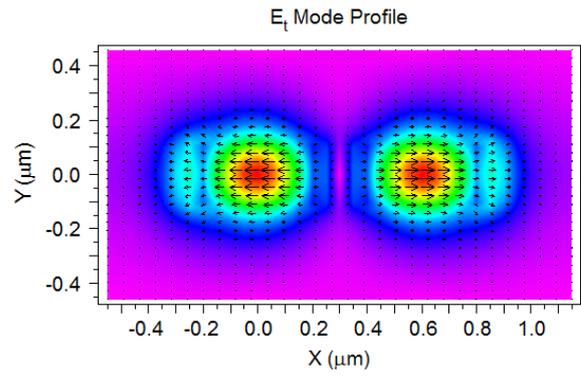
Figura 10: Índice efectivo en BeamPROP y FemSIM para la guía $Si - SiO_2Ge$ de $6 \mu m \times 6 \mu m$ en función de la longitud de onda.

Obtenemos en BeamPROP que para el modo TE $n_{eff}(\lambda) = -3.416\lambda(\mu m) + 1.458$ y para el modo TM $n_{eff}(\lambda) = -3.45\lambda(\mu m) + 1.458$. A través de FemSIM obtenemos que $n_{eff}(\lambda) = -3.45\lambda(\mu m) + 1.458$ para el modo TE y $n_{eff}(\lambda) = -3.459\lambda(\mu m) + 1.459$ para el modo TM. Al ser una guía cuadrada, es simétrica tanto al eje Y como al eje X, por lo que el modo TE coincidirá con el modo TM. Las ínfimas diferencias son debidas a la simulación numérica.

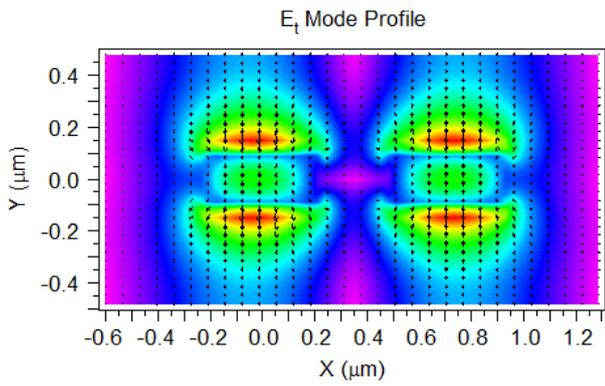
De forma similar, podemos utilizar estos dos métodos para simular la sección del acoplador que comprenden las dos guías paralelas y obtener así el índice efectivos de los supermodos. A partir de la distribución de campo podemos diferenciar entre el modo par e impar. Para ello, a partir de los resultados anteriores, utilizamos FemSIM tanto en la guía de silicio como en la guía de sílice para generar el perfil modal de la sección de guías paralelas. La forma del campo para ese modo determinará si es TE o TM, mientras que la dirección del campo determina si el modo es par o impar. El modo par corresponde a que el campo transversal en ambas guías están fase, mientras que el modo impar corresponde a que están en contrafase. En las figuras 11 y 12 observamos un ejemplo de cada guía. En el caso de la guía de sílice vemos que el modo TE y TM coinciden, sólo pudiendo distinguirlos por la dirección del campo.



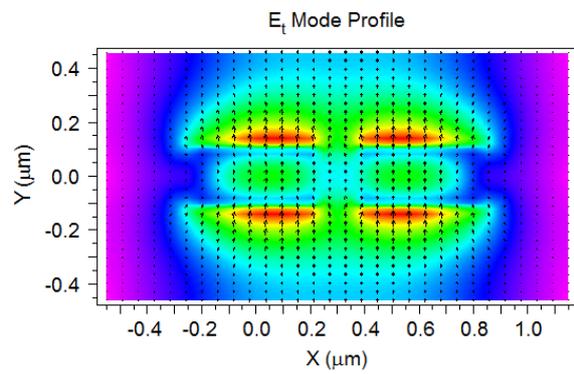
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 11: Modos en FemSIM para la guía de silicio con un gap de 250 nm. **(a)**Modo TE par, **(b)**Modo TE impar, **(c)**Modo TM impar, **(d)**Modo TM par.

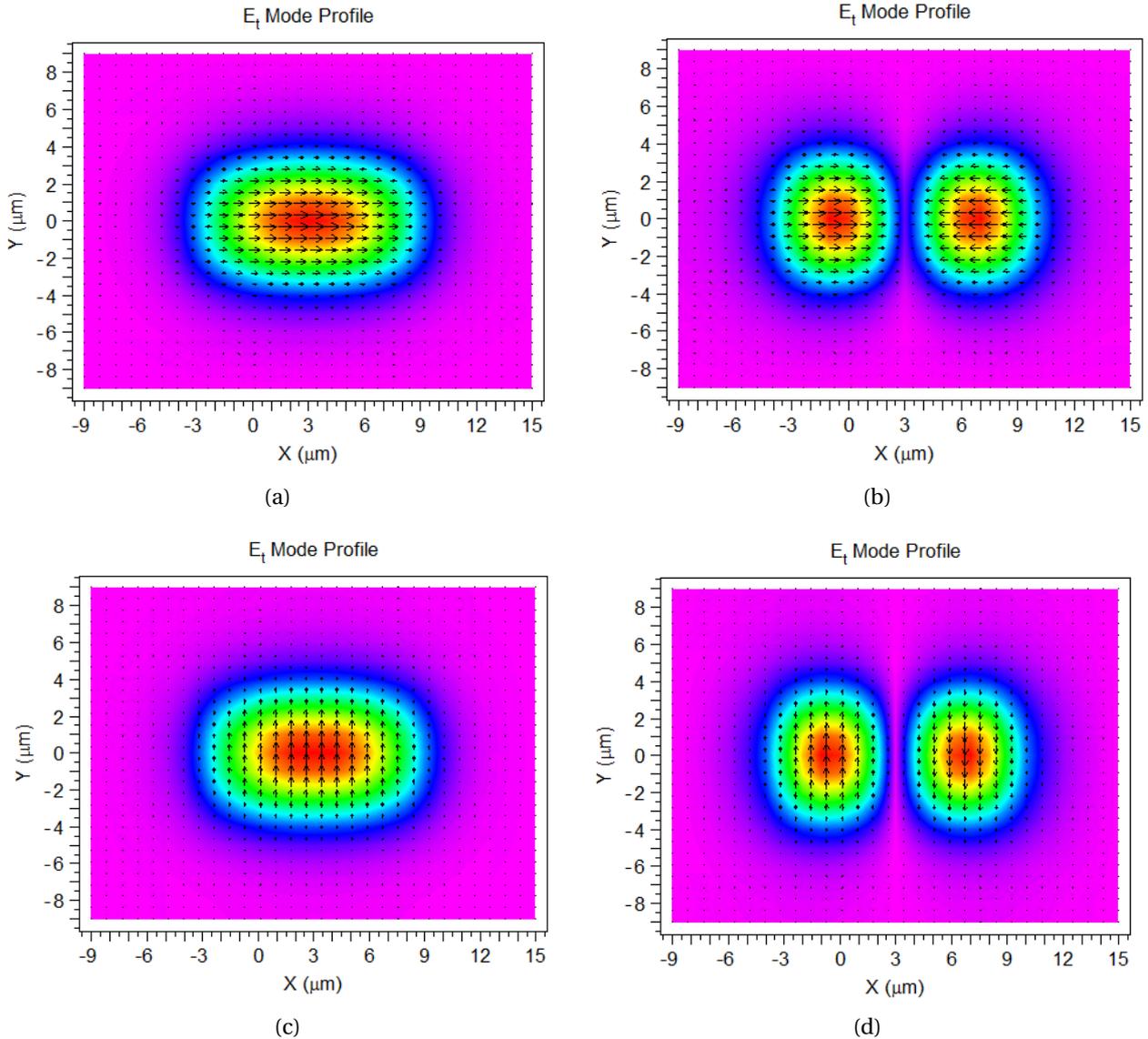
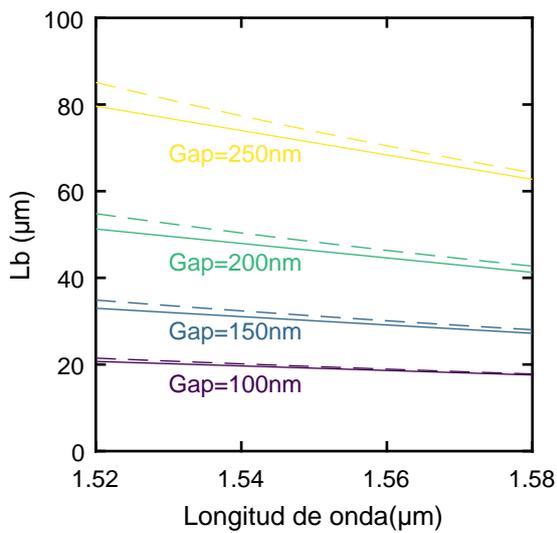


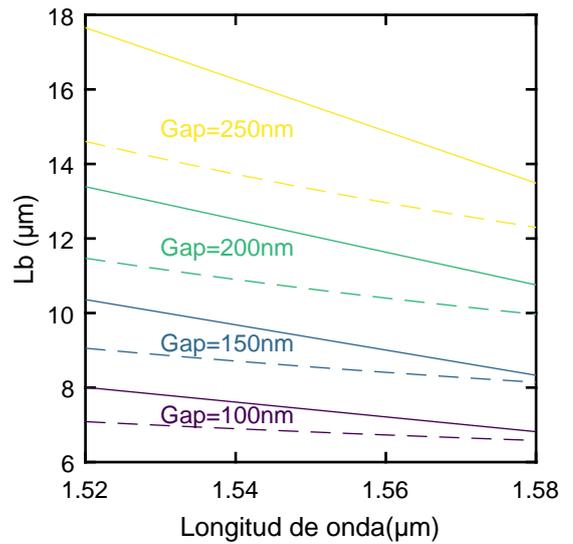
Figura 12: Modos en FemSIM para la guía de sílice con un gap de 250 nm. **(a)** Modo TE par, **(b)** Modo TE impar, **(c)** Modo TM par, **(d)** Modo TM impar.

Una vez obtenido estos resultados, simularemos y compararemos el valor de la longitud de batido (L_B), a través de BPM (BeamPROP) y la teoría de supermodos (FemSIM) en función del gap (separación entre las dos guías), que tomará valores de 100, 150, 200 y 250 nm. Para el caso BPM, supondremos una longitud del acoplador de $200 \mu\text{m}$ en el caso de la guía de silicio, y 2 mm en la guía de sílice, distancia suficiente para poder observar un período de acoplamiento.

En la figura 13 y 14 observamos, en primer lugar, que para mayor gap se obtiene una longitud de batido mayor, debido a que existe una menor interacción entre a las guías. Esto produce que el acople entre ambas sea menor y se requiera mayor longitud. Por otra parte, según aumenta la longitud de onda, la diferencia entre los métodos se reduce. En el silicio, las diferencias entre los dos métodos son menores atribuido a que en la guía de sílice, el tamaño de la guía y del gap no son de la misma magnitud.

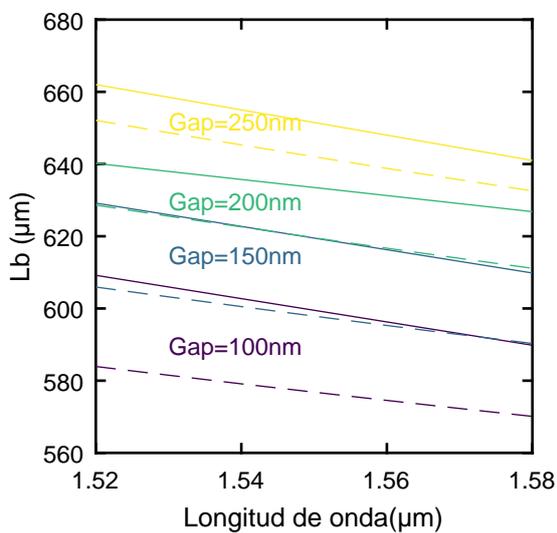


(a)

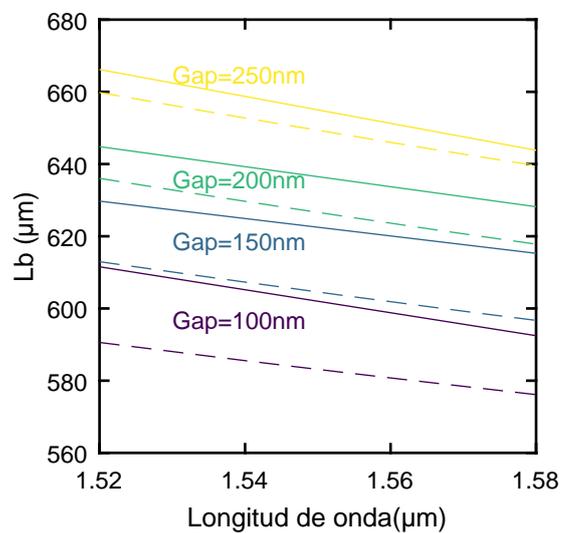


(b)

Figura 13: Comparación longitud de batido en acoplador de silicio. Las líneas continuas indican modo BPM y las líneas discontinuas indican modo FEM. **(a)** Modo TE, **(b)** Modo TM.



(a)



(b)

Figura 14: Comparación longitud de batido en acoplador de sílice. Las líneas continuas indican modo BPM y las líneas discontinuas indican modo FEM. **(a)** Modo TE, **(b)** Modo TM.

Podemos observar las diferencias con mayor detalle en las tablas 3 y 4 entre el método BPM y FEM para las simulaciones a $\lambda = 1550$ nm:

	BPM TE	FEM TE	Δ TE	Error medio TE	BPM TM	FEM TM	Δ TM	Error medio TM
gap 100 nm	18.94	19.52	0.58	3.01 %	7.46	6.81	0.65	9.11 %
gap 150 nm	29.96	31.21	1.25	4.08 %	9.36	8.55	0.81	9.04 %
gap 200 nm	46.16	48.3	2.14	4.53 %	12.06	10.64	1.42	12.51 %
gap 250 nm	71.68	73.84	2.16	2.96 %	15.6	13.33	2.27	15.69 %

Tabla 3: Tabla de valores de longitud de batido en μm y errores a 1550 nm en acoplador de silicio.

	BPM TE	FEM TE	Δ TE	Error medio TE	BPM TM	FEM TM	Δ TM	Error Medio TM
gap 100 nm	597.5	577.58	19.92	3.39 %	605	583.13	21.87	3.68 %
gap 150 nm	622.5	599.63	22.87	3.74 %	622.5	604.56	17.94	2.92 %
gap 200 nm	635	619.58	15.42	2 %	635	626.72	8.38	1.38 %
gap 250 nm	650	642.03	7.97	2 %	635	649.35	14.35	2.23 %

Tabla 4: Tabla de valores de longitud de batido en μm y errores a 1550 nm en acoplador de sílice.

dónde se ha definido el error absoluto como $\Delta = |BPM - FEM|$ y el error medio como $Error_{medio} = \frac{2 \Delta}{BPM + FEM}$

Podemos observar como la diferencia entre BPM y FEM varía entre un 2% y un 5% respecto a la longitud de batido calculada, saliéndose de este margen en en el modo TM para el acoplador de silicio. También podemos concluir que el gap debe ser relativo al tamaño de la guía, ya que en la guía de sílice, para un gap entre $0.1 \mu\text{m}$ y $0.25 \mu\text{m}$, obtenemos una longitud de acople de un poco más de medio milímetro, lo que haría que para un gap tan estrecho su proceso de fabricación sería prácticamente imposible. Lo lógico sería utilizar un gap del mismo orden de magnitud que la guía.

Una vez obtenidos estos resultados, elegimos simular la guía de silicio en modo TM a través de FullWAVE, ya que estos han sido los que más diferencia ha habido entre BPM y FEM, y así poder determinar cuál de estos dos métodos son más precisos. FullWAVE lo utilizaremos como método de referencia al ser un método que no realiza aproximaciones en las ecuaciones de Maxwell y permite simular la estructura completa. Para ello, realizamos una simulación para el gap y modo indicado. Los valores obtenidos para la longitud de batido corresponden a:

	FDTD	Δ BPM	Error BPM	Δ FEM	Error FEM
gap 100nm	7.07	0.39	5.52 %	0.26	3.68 %
gap 150nm	8.94	0.42	4.70 %	0.39	4.36 %
gap 200nm	11.38	0.67	5.89 %	0.74	6.50 %
gap 250nm	14.28	1.32	9.24 %	0.95	6.65 %

Tabla 5: Tabla de valores de longitud de batido a través de FDTD en μm y errores a 1550nm en acoplador de silicio.

Como podemos observar, los resultados obtenidos con FullWAVE distan de los obtenidos con las otras dos herramientas de simulación. En general, podemos concluir que calculando la longitud de batido a través de la teoría de supermodos mediante FemSIM, presenta mejores resultados que calculando este mismo valor a través de BPM. Utilizando FemSIM, obtenemos un resultado preciso pero de una forma mucho más eficiente y ahorrando recursos respecto a FullWAVE.

3.4. Influencia de las curvas de entrada/salida del acoplador

Un acoplador direccional está formado por dos guías paralelas, las cuales realizan su aproximación y su separación a través de guías curvas. Estas guías de acceso al acoplador producen un acople que no se tiene en cuenta en las ecuaciones de la sección 3.1, tanto en la ecuación (5) como (6). Según estas ecuaciones para una longitud nula no tendríamos acople. Sin embargo, esto no es cierto y por tanto, estas ecuaciones se deben modificar para incluir este acople no deseado. Esto se puede modelar introduciendo un desfase en el argumento de las expresiones de forma que para $L = 0$ exista $k^2 > 0$ y $t^2 < 1$. Por tanto, el coeficiente de acople será:

$$k^2 = \sin^2(CL + \alpha) \quad (24)$$

donde α es el desfase producido por el acople no deseado. Para calcular este desfase, procedemos a una simulación con zona de acople nula ($L = 0$). Por tanto la constante de acople no deseado será:

$$k^2(L = 0) = \frac{P_{unwanted}}{P_0} = \sin^2(\alpha) \quad (25)$$

dónde $P_{unwanted}$ es la potencia medida en la guía de acoplo, es decir, la potencia que se acopla no deseada.

En la figura 15, se ilustra este comportamiento con una guía de silicio con polarización TM. Se puede observar como parte del campo eléctrico se acopla a la guía adyacente, cuando en un principio no debería existir este acople.

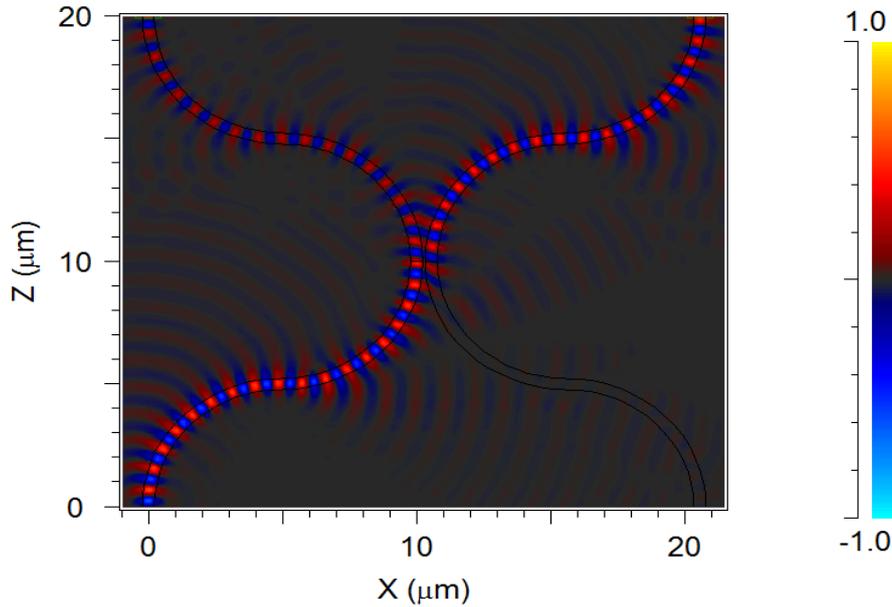


Figura 15: Acople no deseado producido por la proximidad de las curvas para guías de silicio con polarización TM, $\lambda = 1550$ nm, $gap = 100$ nm y $R = 10$ μm obtenido mediante FDTD.

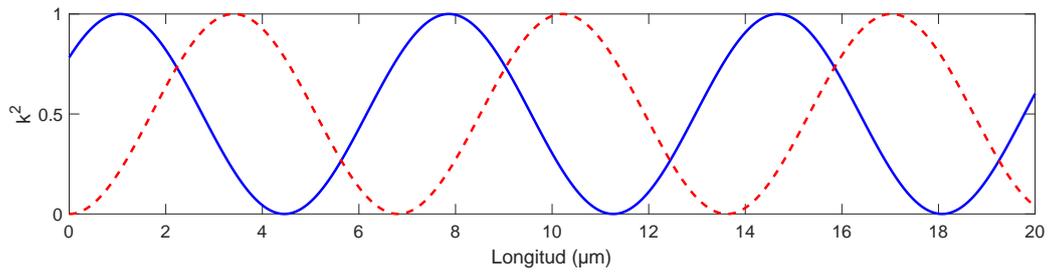
Para realizar las simulaciones de las curvas solo podremos utilizar FDTD debido a que en fotónica de silicio se utilizan curvas de un tamaño reducido, sin poder suponer la aproximación envolvente lenta. En este caso, utilizamos un radio de $10 \mu\text{m}$ debido a que existe un compromiso por no tener pérdidas en la guía debido a las curvas y tener un tamaño reducido. Los resultados utilizando la herramienta MOST Optimizer para realizar la simulación dependiendo del gap de las curvas de la guía de silicio, y analizando los datos a través de MATLAB, cuyo código se encuentra en el Anexo I, son los siguientes:

	Acople (dB)	k	t	α (Rad)
gap 100nm	-1.06	0.885	0.465	1.086
gap 150nm	-2.17	0.778	0.628	0.892
gap 200nm	-3.47	0.670	0.742	0.734
gap 250nm	-4.88	0.570	0.821	0.606

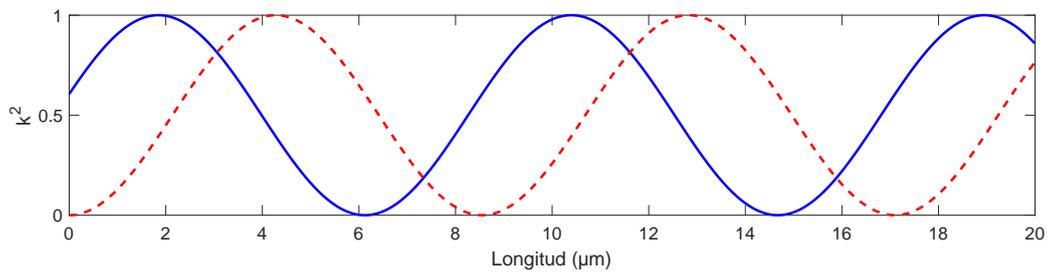
Tabla 6: Parametrización del desfase no deseado en el acoplador de silicio.

Observamos que según aumenta el gap existe un menor acople, acorde con los resultados obtenidos en las guías paralelas. Los valores de k son relativamente grandes por lo que no podemos obviar las curvas en el diseño de un acoplador direccional y hay que tener en cuenta este desfase.

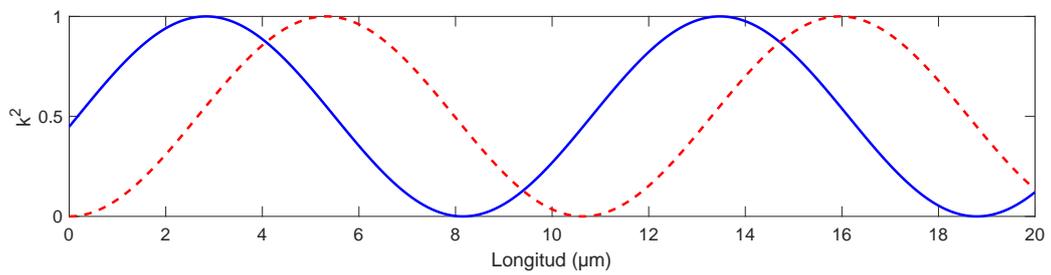
Por tanto, la ecuación que describiría un acoplador direccional sería la ecuación (24), donde L_B sería la longitud de batido calculada a través de la teoría de supermodos, α sería el desfase producido por el acople no deseado de las curvas y k sería el valor de campo requerido por el acoplador, siendo, por ejemplo, $k^2 = 0.5$ para un acoplador direccional de 3 dB. Un ejemplo del desfase que producen las curvas lo podemos observar en la figura 16.



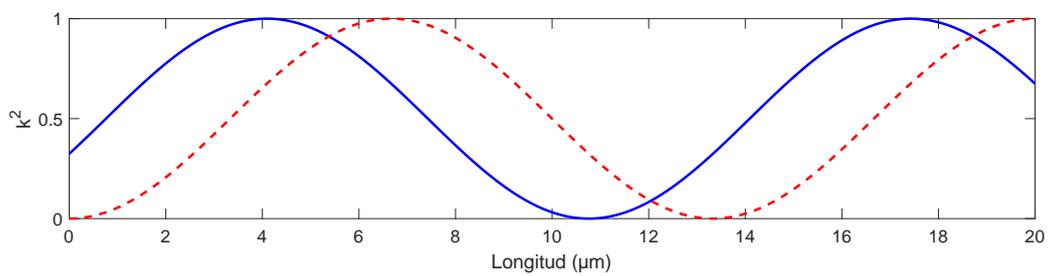
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 16: Comparación de la longitud física para una guía de silicio teniendo en cuenta el desfase de las curvas (línea continua) y sin tenerlo (línea discontinua). **(a)** $gap = 100$ nm, **(b)** $gap = 150$ nm, **(c)** $gap = 200$ nm, **(d)** $gap = 250$ nm.

3.5. Propuesta de un método de diseño eficiente

Una vez obtenidos todos los resultados de acoplamiento en guías paralelas y en las curvas de un acoplador direccional, podemos determinar qué método hay que utilizar para diseñar y simular un acoplador direccional en tecnología de silicio de la manera más óptima.

En primer lugar, se simularán las guías paralelas utilizando FemSIM debido a su rapidez temporal y su sencillez. A través de BeamPROP hemos obtenido peores resultados y con FDTD obtendríamos un resultado más exacto pero con un mayor coste computacional, en ocasiones inasumible.

Herramientas	Coste computacional	Exactitud
FDTD	~1 día	Muy Alta
FemSIM	20s	Alta
BeamPROP	10min	Media

Tabla 7: Tabla resumen de los métodos de simulación de un acoplador direccional de silicio.

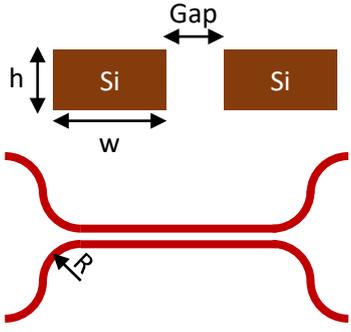
Una vez calculado el valor de la longitud de batido, se simulará a través de FullWAVE el acople no deseado producido por las curvas como un desfase senoidal. Este tipo de simulación no se puede asumir con otra herramientas ya que es la única capaz de simular curvas de este tamaño. En el caso de curvas de mayor tamaño se podrían simular a través de BeamPROP realizando una aproximación de envolvente lenta.

En resumen, nuestro método reduce el coste temporal y la complejidad de la simulación de un acoplador direccional perdiendo poca precisión el resultado. En la figura 17 se muestran los pasos a seguir del método.

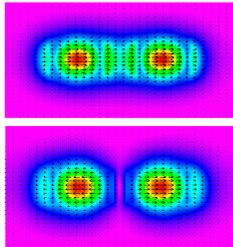
Este método lo comprobamos para un acoplador de una longitud arbitraria, como puede ser $4.625 \mu\text{m}$, con un gap de 250 nm . Calculamos el coeficiente de acoplamiento k a través de nuestro método, aplicando la ecuación (24), y obtenemos un valor de $k^2 = 0.984$. Para obtener una comparación, simulamos el acoplador direccional completo a través de FullWAVE y obtenemos $k^2 = 0.996$. Ambos resultados están en concordancia y la mínima diferencia se debe a la discretización y los métodos numéricos utilizados en FemSIM y FullWAVE.

Parámetros iniciales:

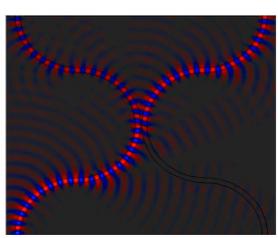
- Dimensiones de la guía
- Longitud de onda
- Polarización
- Gap
- Radios curvas de acceso/salida



Obtener L_b mediante teoría de supermodos con FEM (FemSIM):

$$L_b = \frac{\lambda}{|n_e - n_o|}$$


Obtener el desfase producido por el acoplo debido a las curvas de acceso/salida mediante FDTD (FullWAVE):

$$\alpha = \sin^{-1} \sqrt{k(L = 0)}$$


Modelar la potencia acoplada en función de la longitud de la sección de guías paralelas como:

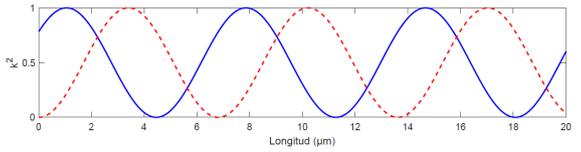
$$k^2 = \sin^2 \left(\frac{\pi}{L_b} L + \alpha \right)$$


Figura 17: Flujograma del método propuesto.

4. Diseño de acopladores direccionales para anillos resonantes

4.1. El anillo resonante y sus parámetros de diseño

La configuración más básica de un anillo resonante consiste en una guía de onda cerrada sobre sí misma y otra guía recta lo suficientemente cercana como para producir un acople, tal y como observamos en la figura 18. La estructura será resonante cuando la luz dentro del anillo se encuentra en fase con la luz que se acopla de la guía recta, produciéndose así una interferencia destructiva a la salida debido al cambio de fase en la zona de acople [17].

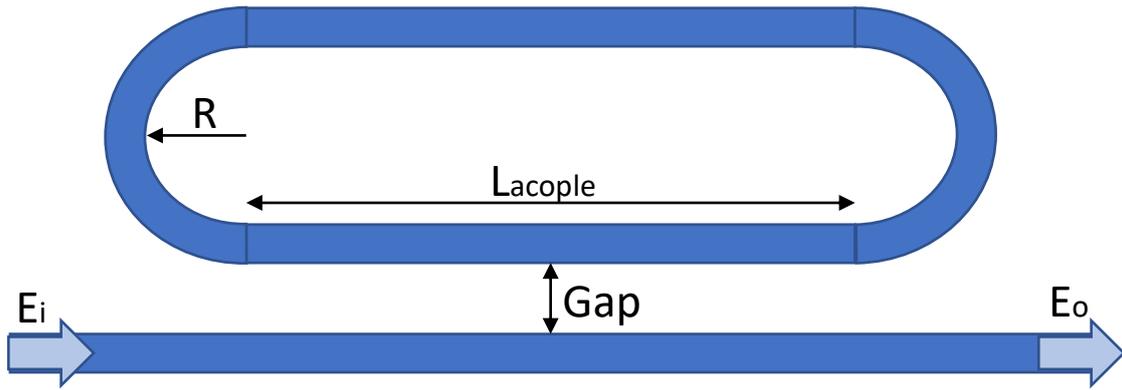


Figura 18: Estructura básica de un acoplador direccional.

La función de transferencia de un anillo es:

$$\frac{E_o}{E_i} = t - k^2 A \cdot e^{j\phi} - tk^2(A \cdot e^{j\phi})^2 - t^2 k^2(A \cdot e^{j\phi})^3 \dots = \frac{t - A \cdot e^{j\phi}}{1 - tA \cdot e^{j\phi}} \quad (26)$$

donde E_i y E_o son el campo eléctrico de entrada y salida respectivamente, t es el parámetro del acoplamiento, $\phi = \beta L = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} L$ son las pérdidas del cambio de fase, y A son las pérdidas del anillo. Las expresiones de esta última son:

$$A = e^{-\alpha L}, \quad A(dB) = 20 \log_{10}(A) \quad (27)$$

donde α es el coeficiente de pérdidas por unidad de medida siendo A un factor entre 0 y 1.

Los modos resonantes ocurren cuando $\phi = 2\pi m \forall m = 0, 1, 2, \dots$. Además, se asume que no hay pérdidas en la zona de acople, es decir, $t^2 + k^2 = 1$. Por tanto, en resonancia ($\phi = 0$), tenemos que:

$$E_o = \frac{t - A}{1 - tA} E_i \quad (28)$$

Considerando que $P = |E|^2$, podemos reescribir la función de transferencia como:

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{A^2 - 2tA \cos(\phi) + t^2}{1 - 2At \cos(\phi) + (At)^2} \quad (29)$$

Respecto a las dimensiones físicas, el tamaño del anillo resonante queda definido por el radio y la longitud de acople, las cuales determinan la longitud total:

$$L = 2\pi R + 2L_{acople} \quad (30)$$

donde si la longitud de acople L_{acople} es 0, la cavidad resonante será circular, y si L_{acople} es distinto de 0 será tipo *Race-track*. Los coeficientes t y k vienen determinados por la zona de acople entre la guía y el anillo. Como hemos visto anteriormente esta zona comprende el gap, la longitud en el que las dos guías son paralelas y las curvas próximas a estas.

En la figura 19 se muestra la respuesta típica de un anillo resonante. El anillo resonante puede ser descrito mediante ciertos parámetros descriptivos de su respuesta en longitud de onda. El parámetro que determina la resonancia en el espectro es la longitud de onda resonante, λ_{RES} , que queda definida como:

$$\lambda_{RES} = \frac{n_{eff}L}{m} \quad (31)$$

dónde existirán infinitas resonancias para $m=1,2,3\dots$

Un parámetro importante es la distancia entre los picos de resonancia, también llamada *Free Spectral Range* (FSR). La expresión del FSR viene dada por:

$$FSR = \Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{n_g L} \quad (32)$$

Otros parámetros relevantes a la hora de caracterizar un anillo resonante a través de su respuesta espectral son las pérdidas de inserción (IL) y la relación de extinción (ER) o diafonía. El primero de ellos lo podemos calcular como la diferencia de potencia de entrada y salida fuera de la resonancia. A partir de la ecuación (29) e imponiendo que $\phi = 2\pi$ obtenemos:

$$IL(dB) = 10\log_{10} \left(\frac{P_i}{P_o} \right) = 10\log_{10} \left(\frac{1 - 2At + (At)^2}{A^2 - 2tA + t^2} \right) \quad (33)$$

Mientras, el segundo parámetro hace referencia a la caída de potencia a la longitud de onda de resonancia λ_{RES} . Idealmente, el diseño se debe realizar para obtener una potencia nula imponiendo la condición de acoplo crítico ($A=t$). Sin embargo, es difícil conseguir tal objetivo ya que normalmente existen compromisos con otras especificaciones. Este parámetro no es explícito, pero se puede deducir a partir de la ecuación (29). De esta expresión podemos definir ER como la diferencia de la máxima potencia de salida ($\phi = \pi$) menos la mínima potencia de salida a la longitud de resonancia ($\phi = 0$). Simplificando estas expresiones queda:

$$ER(dB) = 10\log_{10} \left[-\frac{(A+t)^2(1-At)^2}{(A-t)^2(1+At)^2} \right] \quad (34)$$

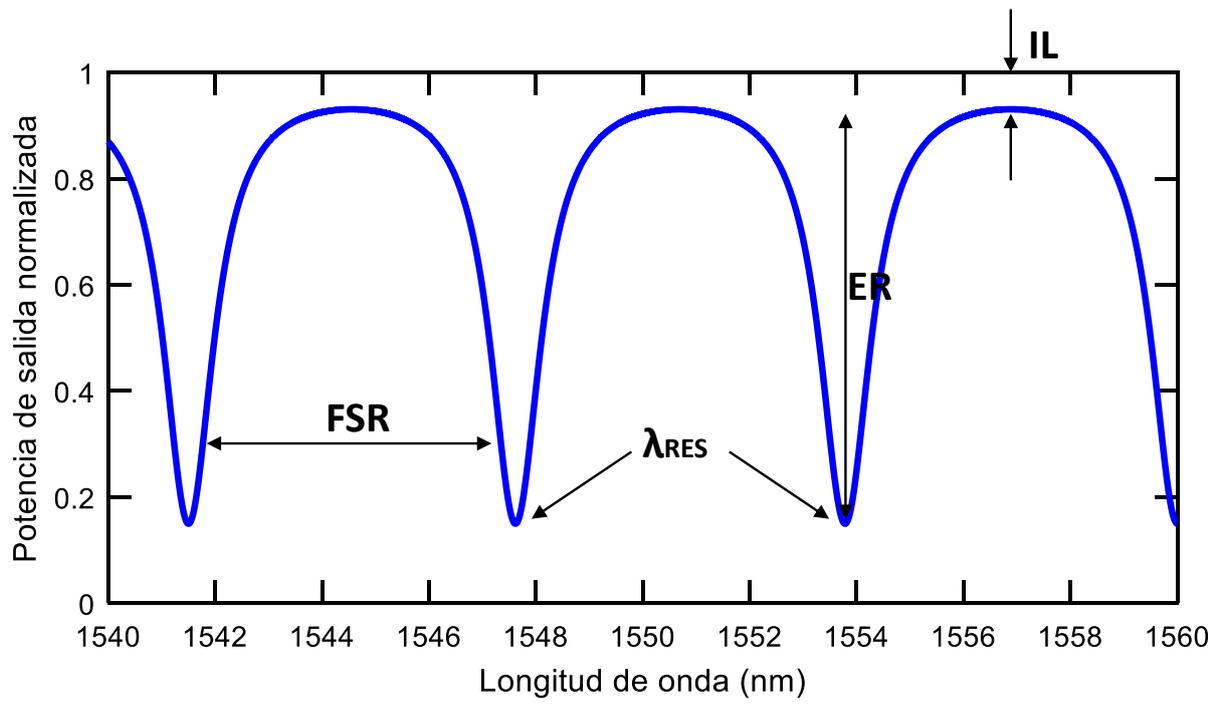


Figura 19: Respuesta en longitud de onda de un anillo resonante para un anillo de $L = 150 \mu\text{m}$, $t^2 = 0.7$

4.2. Anillo resonante como conmutador

A través de la respuesta espectral de un anillo resonante se puede obtener distintas aplicaciones. Una de ellas es utilizarla como un conmutador, ya que si conseguimos desplazar el espectro en función de la longitud de onda para diferentes instantes de tiempo y alternarlos intencionadamente, obtendremos diferentes valores de potencias de salida, tal y como observamos en la figura 20.

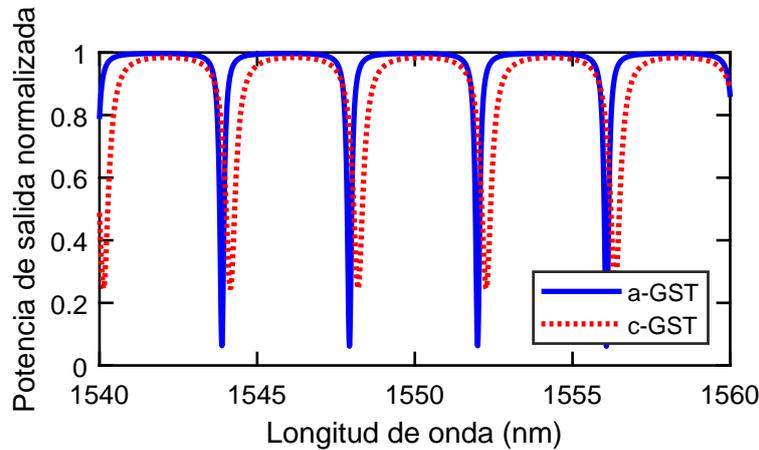


Figura 20: Respuesta en longitud de onda de un anillo resonante con tecnología GST en modo TM para $L_c = 23 \mu\text{m}$, $FSR = 4 \text{ nm}$, $L_{GST} = 0.25 \mu\text{m}$ y $k = 0.1376$ [18].

Aunque la tecnología de silicio muestra una transmisión óptica con bajas pérdidas, se utilizan dispositivos híbridos para aumentar su versatilidad, los cuales combinan el silicio con otros materiales activos [19]. Entre estos materiales están los conocidos como PCM (*Phase Change Material*). La característica que más interesa de estos materiales es la capacidad de cambiar su estructura atómica, la cual puede inducirse mediante excitación óptica, eléctrica o térmica. El cambio de estado se encuentra en el orden del nanosegundo y va asociado con un cambio drástico en sus propiedades ópticas. Además, el cambio de estado es reversible. Otra característica muy interesante que poseen algunos es que los estados no son volátiles, es decir, no necesitan un fuente de alimentación continua. La característica más importante es el hecho de que se pueda controlar el cambio de estado, ya que permite dispositivos fotónicos conmutables y reconfigurables [20].

En la fotónica de silicio, la interconexión óptica se está moviendo del dominio de las comunicaciones a distancia, a la interconexión de chip a chip. En esta situación, ha surgido el uso del almacenamiento y procesamiento de datos de forma óptica, evitando las conversiones opto-electrónicas mejorando tanto la velocidad de operación y tiempos de latencia como el consumo de energía [21]. Con la tecnología PCM, debido a sus propiedades únicas, se espera que desempeñen un papel clave en la integración fotónica y en la futura comercialización y producción en masa de circuitos fotónicos. La sinergia entre PCM y la fotónica integrada está dando como resultado avances revolucionarios, como pueden ser conmutadores o memorias no-volátiles.

La tecnología GST ($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) es una tecnología PCM que se está utilizando hoy en día en tecnología fotónica. El material actúa como un conmutador, pudiendo cambiar entre un estado amorfo (aGST) y un estado cristalino (cGST) [22]. Una vez que se induce el cambio de fase, el material permanece en el estado en el que se encuentra indefinidamente. Debido al cambio de estado, se produce un cambio del índice efectivo n_{eff} en la guía. El índice de refracción aumenta

significativamente en la fase cristalina debido a una variación en el enlace químico.

La amorfización se logra calentando el GST por encima de la temperatura de fusión (546°C) seguido de enfriamiento rápido. La cristalización se logra calentándola por encima de la temperatura de cristalización (140°C) pero por debajo de la temperatura de fusión.[23].

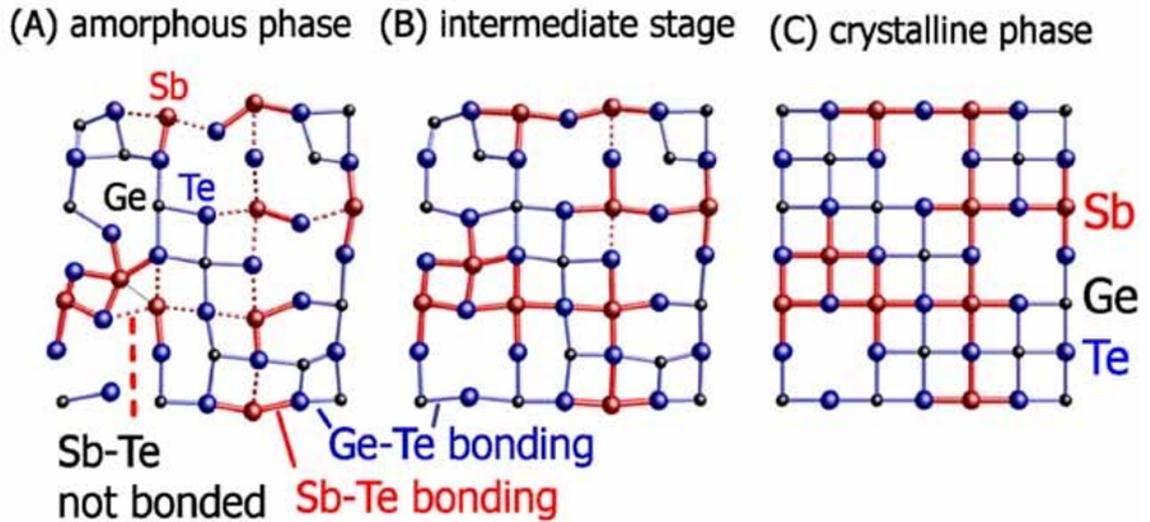


Figura 21: Estados de GST.

A través de estas propiedades, es posible implementar esta tecnología en un anillo resonante para fabricar un conmutador (ver figura 22). Para ello se excita el material GST, cambiando de estado periódicamente, provocando el cambio de índice de refracción, y por lo tanto, cambiando la respuesta de potencia en el espectro de la señal. Estos cambios de potencia se pueden interpretar como niveles de una señal digital básica, a través de '1' y '0'.

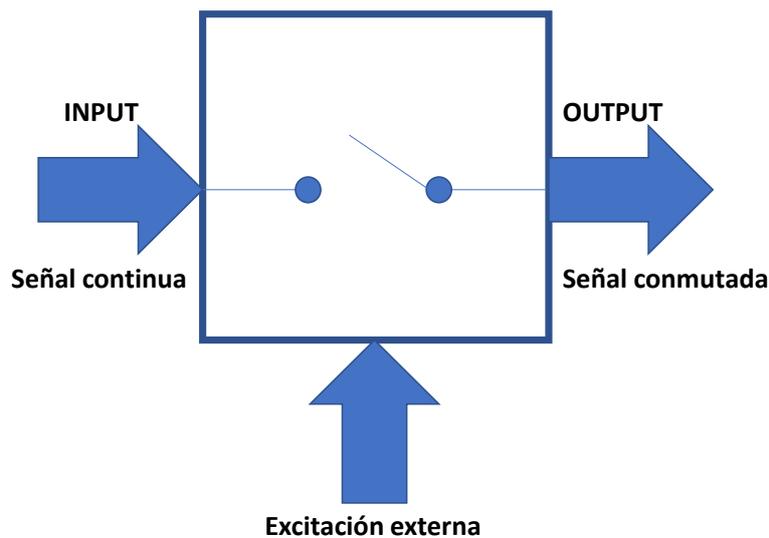


Figura 22: Esquemático básico de un conmutador.

4.3. Diseño teórico de la zona de acoplamiento

Como puesta en práctica del proceso de cálculo de los parámetros de un anillo resonante, nos basaremos en una línea de investigación activa en el NTC. Estos cálculos son en colaboración con otro trabajo donde el objetivo es desarrollar circuitos fotónicos integrados basados en guías híbridas de GST/Si [18] [24]. En la figura 23 observamos el diseño básico de un anillo resonante con tecnología GST.

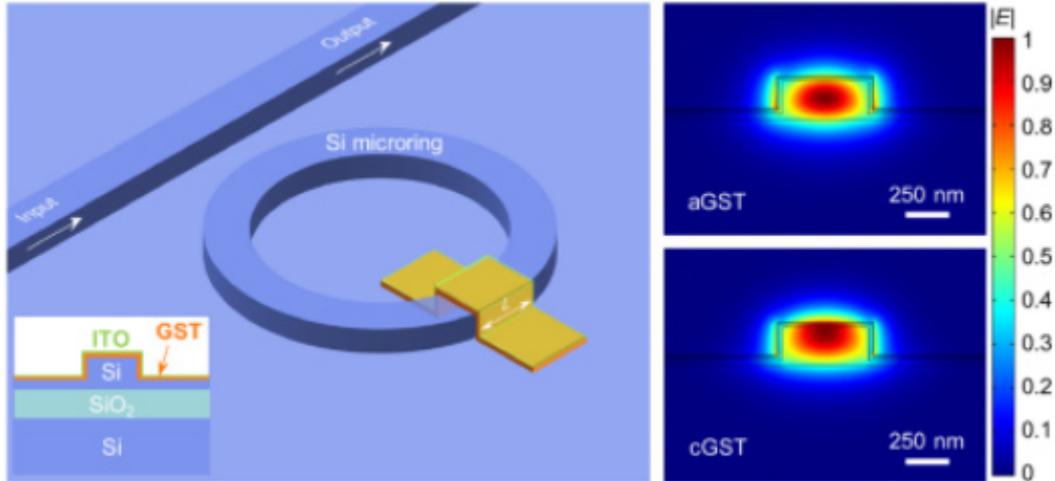


Figura 23: Anillo resonante de silicio con tecnología GST y perfil modal en la guía híbrida de GST/Si en estado amorfo y cristalino mostrado en [25].

En este trabajo se utiliza un anillo resonante que contiene dos guías de silicio de tamaño $500 \text{ nm} \times 220 \text{ nm}$ en modo TM con tecnología GST/Si con los siguientes datos:

Parámetro	Valor	Ec. referencia
n_{effSi}	$-1.185\lambda[\mu m] + 4.224$	(23)
$n_{effaGST}$	$-0.944\lambda[\mu m] + 4.047$	(23)
$n_{effcGST}$	$-0.783\lambda[\mu m] + 4.069$	(23)
L_{GST}	$250 \mu m$	
α_{Si}	10 dB/cm	(27)
α_{aGST}	$0.993 \text{ dB}/\mu m$	(27)
α_{cGST}	$7.087 \text{ dB}/\mu m$	(27)

Tabla 8: Valores de anillo resonante.

La aportación de las pérdidas vendrá dado por las pérdidas que ofrece GST. El factor que caracterizará el anillo será el coeficiente de acoplamiento, k , o en su defecto, t . Para caracterizarlo, calculamos los parámetros IL y ER a través del código de MATLAB expuesto en el Anexo I, haciendo uso de las ecuaciones descritas en el apartado 4.1.

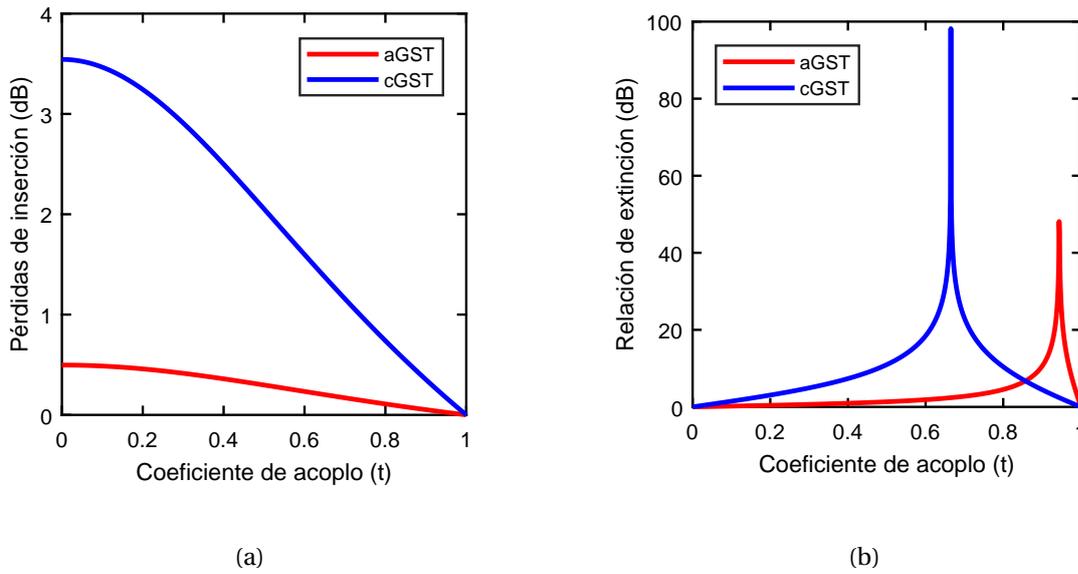


Figura 24: Parametrización del anillo resonante. **(a)** Pérdidas de inserción en función de t , **(b)** Relación de extinción en función de t .

Para determinar el mejor valor de t para realizar un conmutador, buscamos el valor con menores pérdidas de inserción y mayor relación de extinción, ya que la diferencia de potencia entre la potencia mínima y máxima de salida debe ser la mayor posible.

En la figura 24(a) observamos que las pérdidas de inserción disminuyen a medida que el valor de t aumenta. Para $t = 0$, las pérdidas de inserción son altas ya que toda la potencia se acopla en el anillo. Conforme el valor de t aumenta, se acopla menos campo al anillo que presenta pérdidas y, por tanto, estas disminuyen, llegando a ser nulas cuando no hay acople. Para realizar sistemas fotónicos complejos se suelen utilizar diferentes elementos en serie, por lo que las pérdidas de cada elemento se sumarían. Tomamos como referencia el artículo [26], el cual hace referencia a un sistema complejo de 140 elementos, con unas pérdidas de inserción de 0.23dB en los anillos resonantes. A partir de valores superiores de 1dB de pérdidas de inserción podemos considerar que no es un buen valor, por lo que para el estado amorfo valdrían todos los valores de t , pero para el estado cristalino esta condición limita a valores de $t > 0.737$.

Respecto a la relación de extinción, observamos en la figura 24(b) como para el estado cristalino es máxima para $t = 0.665$ y para el estado amorfo es máxima para $t = 0.944$. Como la relación de extinción debe ser máxima para los dos estados, para poder distinguir lo máximo posible los 0's y 1's, buscamos el punto común donde la relación de extinción es lo más grande posible para los dos estados. Este será el punto de corte de las dos gráficas, el cual toma un valor de $t = 0.857$, que corresponde a un valor de $k = 0.515$. Para este valor, obtenemos de las gráficas que $ER = 6.73$ dB, $IL = 0.51$ dB para estado cristalino y $IL = 0.08$ dB para el estado amorfo, los cuales se pueden considerar valores aceptable si se implementan este tipo de anillos en un sistema que lo utilice múltiples veces.

Parámetro	k	t	ER	IL_{aGST}	IL_{cGST}
Valor	0.515	0.857	6.73dB	0.08dB	0.51dB

Tabla 9: Tabla resumen de valores teóricos óptimos del anillo resonante con tecnología GST.

4.4. Diseño físico de la zona de acoplamiento

Una vez obtenido los valores ideales del anillo resonante, podemos calcular mediante el método descrito en el apartado 3.5 las dimensiones del anillo para estos valores. En concreto, analizaremos como a través el gap, la longitud de acople y el radio pueden variar los parámetros del anillo resonante.

En primer lugar, calcularemos la longitud de acople necesaria para obtener este valor. A través de FemSIM simulamos las guías paralelas con las especificaciones anteriormente descritas del anillo, obteniendo como resultado una longitud de batido de $20.46 \mu\text{m}$.

Supondremos un anillo resonante circular con un gap de 300 nm , es decir, con longitud de acople nula para poder observar como varía k en función del radio. Simularemos tres posibles valores para buscar un acople no deseado mínimo, siendo estos valores un radio de $5 \mu\text{m}$, $10 \mu\text{m}$ y $15 \mu\text{m}$. Los valores obtenidos son los siguientes:

Radio	k	t	α
$5 \mu\text{m}$	0.336	0.942	0.343
$10 \mu\text{m}$	0.474	0.880	0.494
$15 \mu\text{m}$	0.572	0.8203	0.609

Tabla 10: Valores de un anillo resonante circular.

Observamos lo esperado: para un radio de tamaño considerable hay que tener en cuenta este acople para una mayor precisión. En el caso de haber utilizado un gap menor, el acople sería mayor y viceversa.

Para obtener la longitud de acople necesaria para el valor de k óptimo del apartado anterior, la longitud de batido calculada y el desfase de las diferentes curvas, utilizaremos la ecuación (24). Para un radio de $5 \mu\text{m}$ obtenemos una longitud de acople de $1.29 \mu\text{m}$, para un radio de $10 \mu\text{m}$ obtenemos una longitud de acople de $0.3 \mu\text{m}$ y para un radio de $15 \mu\text{m}$ obtenemos una longitud de acople de $20.02 \mu\text{m}$. En el caso del radio de $15 \mu\text{m}$ no podemos acortar la longitud de acople utilizando el acople no deseado, por lo que tenemos que utilizar el siguiente período de acoplamiento.

4.5. Evaluación de un anillo no optimizado

Una vez determinado el proceso a seguir para diseñar la zona de acoplamiento de un anillo para una aplicación concreta, el último paso que se ha realizado es la evaluación de un anillo concreto, disponible en un chip fabricado, pero que no fue diseñado de forma optimizada para testear la tecnología de GST. Los parámetros del anillo son un radio de $15.25 \mu\text{m}$ y una longitud de acople de $23 \mu\text{m}$.

El anillo resonante, al ser simétrico, bastaría con diseñar y simular la zona de acople y las proximidades de las curvas, que es donde se produce el acople no deseado, sin necesidad de simular el anillo completo. Para ello, utilizaremos el proceso descrito en el apartado 3.5. En primer lugar, diseñaremos el layout del anillo resonante mediante el proceso descrito en el Anexo II. Para un gap de 300nm podemos reutilizar el valor de la longitud de batido del apartado 3.4, correspondiente a $L_B = 20.46 \mu\text{m}$.

Una vez diseñado, configuraremos los parámetros de simulación de la herramienta FullWAVE para simular las curvas del anillo con una longitud de acople nula y tratando los datos a través de MATLAB con el código descrito en el anexo I. El resultado es el siguiente:

Acople (dB)	k	t	α
-4.85	0.572	0.820	0.609

Tabla 11: Parametrización del acople no deseado en el anillo resonante.

Una vez calculado el acople adicional provocado por las curvas y la longitud de batido de la zona de acople, podemos realizar una estimación certera del parámetro L_{acople} de nuestro acoplador a través de la ecuación (24). Obtenemos una longitud de $20 \mu\text{m}$. Para la longitud de acople ya dada, utilizando la ecuación (5) obtenemos que $k = 0.842$ que corresponde a $t = 0.540$. En la figura 25 observamos como en el anillo fabricado, la relación de extinción para el estado amorfo alcanza un valor muy pequeño y en el estado cristalino las pérdidas de inserción aumentan por encima de 1 dB . Reduciendo la longitud de acople a $20 \mu\text{m}$ conseguimos los valores óptimos calculados.

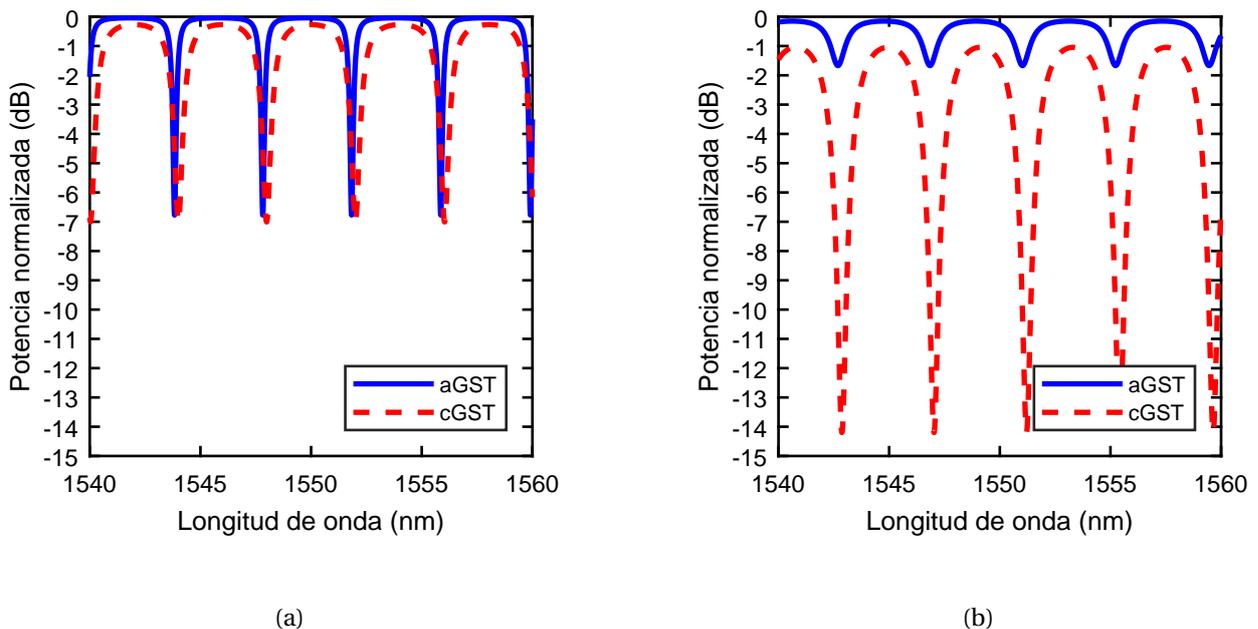


Figura 25: Simulación respuesta espectral del anillo. (a) Óptimo, (b) No óptimo.

5. Conclusiones y trabajo futuro

Los circuitos integrados fotónicos han ido incrementando sus prestaciones y funcionalidades año tras año durante las últimas décadas, aumentando el número de componentes utilizados y reduciendo su tamaño de forma significativa. Recientemente, se ha conseguido alcanzar tasas de transmisión y tamaños inimaginables hace años.

En este trabajo, se han estudiado tres herramientas distintas para diseñar un acoplador direccional, llegando a la conclusión de que el mejor método para simular un acoplador direccional es utilizando las herramientas FullWAVE y FemSIM. En el caso de realizar la simulación de guías paralelas, calcularemos la longitud de batido a través de la teoría de supermodos mediante FemSIM. En cambio, cuando estudiemos el acoplamiento no deseado debido a la proximidad de las curvas utilizaremos FullWAVE. La estrategia seguida frente a simular el acoplador completo no pierde precisión y reduce el tiempo de varios días a pocas horas.

En la segunda parte de este trabajo, se ha implementado el proceso propuesto para el diseño de un anillo resonante con tecnología GST para diseñar un conmutador con respuesta no-volátil. Para ello, nos hemos centrado en dos de sus parámetros más importantes, como son la relación de extinción y las pérdidas de inserción, a través del análisis del coeficiente de acoplamiento. Los resultados muestran que el diseño óptimo en nuestro caso se encuentra para $t > 0.737$ en términos de pérdidas de inserción, habiendo un compromiso con la relación de extinción. De esta forma obtenemos un valor de $t = 0.857$. A partir de este valor se ha calculado las dimensiones físicas de la zona de acople del anillo. Estas dimensiones físicas se han comparado con las dimensiones de un anillo resonante disponible en un chip ya fabricado pero que no fue diseñado para testear la tecnología GST. Se ha obtenido que, gracias al método de diseño propuesto, se han reducido significativamente las pérdidas de inserción y se ha optimizado la relación de extinción.

Como trabajo futuro, se propone la ampliación del método de diseño utilizado incluyendo elementos activos. Estos elementos activos permitirían reconfigurar el coeficiente de acople y, por tanto, conseguiríamos valores variables de ER y IL en función del estado en el que se encuentre GST, optimizando la relación de extinción. Para este fin, se podría sintonizar el coeficiente de acople del anillo resonante a través de un Interferómetro Mach-Zehnder (MZI), dónde el cambio completo de estado de bajas pérdidas a altas pérdidas requiere un cambio de fase de 180° en el MZI [27].

6. Bibliografía

Referencias

- [1] Michael Hochberg, Nicholas C.Harris, Ran Ding, Yi Zhang, Ari Novack, Zhe Xuan and Tom Baehr-Jones, "Silicon Photonics: The next fabless semiconductor industry", *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, Vol.5, pp. 48-58, 2013.
- [2] J. N. Polky and G. L. Mitchell, "Metal-clad planar dielectric waveguide for integrated optics", vol. 64, no. 3, pp. 274-279, 1974.
- [3] G. T. Reed, W. R. Headley and C. E. J. Png, "Silicon photonics: The early years" , Proc. SPIE, vol. 5730, pp. 1-18, Mar. 2005.
- [4] Hiroshi Takahashi, "High performance planar lightwave circuit devices for large capacity transmission", *Optics Express*, Vol. 19, No. 26, 2011.
- [5] Xia Chen , Milan M. Milosevic, Stevan Stankovic , Scott Reynolds,Thalia Domínguez Bucio, Ke Li, David J. Thomson, Frederic Gardes and Graham T. Reed, "The Emergence of Silicon Photonics as a Flexible Technology Platform", *Proceedings of the IEEE* , Vol.106, pp.2101.2116, 2018.
- [6] Harish Subbaraman, Xiaochuan Xu, Amir Hosseini, Xingyu Zhang, Yang Zhang, David Kwong and Ray T. Chen, "Recent advances in silicon-based passive and active optical interconnects",*Optics Express*, Vol. 23, Issue 3, pp. 2487-2511 2015.
- [7] <https://www.soitec.com/en/products/photronics-soi> [Online-3 de Julio 2020]
- [8] Fengnian Xia, Mike Rooks, Lidija Sekaric and Yurii Vlasov, "Ultra-compact high order ring resonator filters using submicron silicon photonic wires for onchip optical interconnects",*Optics Express*, Vol.15, No.19, 2007
- [9] Pablo Nahuel Pelli, "Tecnologías en circuitos fotónicos integrados", 2016, <http://ricabib.cab.cnea.gov.ar/584/1/Pelli.pdf> [Online- 3 de Julio 2020].
- [10] Lukas Chrostowski and Michael Hochberg, *Silicon Photonics Design.*, Cambridge: Cambridge University Press, 2015.
- [11] Pablo Sanchis, "Basic structures in photonic integrated circuits", UPV.
- [12] Rsoft Design Group, "Rsoft CAD Environment 8.1 User Guide".
- [13] FEM Generalized Mode Solver, <https://www.synopsys.com/photonic-solutions/rsoft-photonic-device-tools/passive-device-femsim.html> [Online-3 de Julio 2020].
- [14] Rsoft Desing Group,"FemSIM Technical Training:Program Usage and Design Examples", 2015.
- [15] Rsoft Design Group, "BeamPROP 8.1 User Guide".
- [16] Rsoft Desing Group,"FullWAVE Technical Training:Program Usage and Design Examples", 2015.
- [17] W.Bogaerts, P.De Heyn, T.Van Vaerenbergh, K.De Vos, S.Khumar,T. Claes, P.Dumon, P.Bienstman, D.Van Thourhour and R.Baets, "Silicon microring resonators", *Laser Photonic Rev*, vol.6, no.1, pp.47-63, 2012.

- [18] Helen Urgelles Pérez, "Demonstration of photonic devices based on silicon/GST with non-volatile response", Trabajo Fin de Máster (en preparación).
- [19] K. J. Miller, R. F. Haglund, and S. M. Weiss, "Optical phase change materials in integrated silicon photonic devices: review", *Opt. Mater. Express*, vol. 8, no. 8, pp. 2415, 2018.
- [20] Z. Yang and S. Ramanathan, "Breakthroughs in photonics 2014: Phase change materials for photonics", *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 3, pp. 1-5, 2015.
- [21] C. D. Wright et al., "Integrated Phase-change Photonics: A Strategy for Merging Communication and Computing", in Optical Fiber Communication Conference (OFC), 2019.
- [22] M. Stegmaier, C. Ríos, H. Bhaskaran, and W. H. P. Pernice, "Thermo-optical Effect in Phase-Change Nanophotonics", *ACS Photonics*, vol. 3, no. 5, pp. 828-835, 2016.
- [23] Z. Yu, J. Zheng, P. Xu, W. Zhang, and Y. Wu, "Ultracompact electro-optical modulator-based Ge₂Sb₂Te₅ on Silicon", *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 30, no. 3, pp. 250-253, 2018.
- [24] Alba Vicente Olmo, "Novel photonic switching components with non-volatile response for telecom applications", Trabajo Fin de Grado, UPV, 3 de Julio 2019.
- [25] J. Zheng et al., "GST-on-silicon hybrid nanophotonic integrated circuits: a non-volatile quasi-continuously reprogrammable platform", *Opt. Mater. Express*, vol. 8, no. 6, pp. 1551, 2018.
- [26] J. Feldmann, N. Youngblood, C. D. Wright, H. Bhaskaran y W. H. P. Pernice, "All-optical spiking neurosynaptic networks with self-learning capabilities", *Nature*, v.569, pp.208-214, 2019.
- [27] Milo, A. Popovi, Tymon Barwicz, Fuwan Gan, Marcus S. Dahlem, Charles W. Holzwarth, Peter T. Rakich, Henry I. Smith, Erich P. Ippen and Franz X. Kärtner. "Transparent wavelength switching of resonant filters", Conference on Lasers and Electro-Optics, pp.6-11, May 2007.

A. Anexo I: Código de MATLAB.

```
1 %%FUNCIÓN DE CÁLCULO DEL ÍNDICE DE GRUPO.
2 function ng=indice_grupo(lambda, neff)
3 %Input: -lambda:vector de 2 o más puntos de longitud de onda en micras.
4 %       -neff: vector de 2 o más puntos del índice efectivo.
5 %       -name:Nombre de archivo .pdf
6 %Output: -ng:valor escalar de índice de grupo
7
8 resolucion=1e-6;
9 n= polyfit(lambda, neff,1); %calcula y=ax+b donde y=neff, x=lambda y n=[a,b]
   donde a=C y b=ng.
10 ng=n(2);
11 lambda=1.52:resolucion:1.58;
12 neff=n(1).*lambda+n(2);
13 end

1 %%FUNCIÓN DE CÁLCULO DE LB EN BEAMPROP.
2 function Lb=Lb_BPM(name)
3 %Input: -name: Nombre archivo de lectura.
4 %Output: -Lb:Longitud de batido.
5 fid= fopen(name, 'r'); %Abrir el archivo en modo lectura.
6 A=cell2mat(textscan(fid, '%f %f %f')); %extscan lee el archivo array a array
   con formato %f:número o %s:letras.
7 fclose(fid);
8 longitud=A(:,1);
9 P_main=A(:,2);
10 P_secondary=A(:,3);
11
12 %Descartamos los 100 primeros datos (estado transitorio).
13 P_main=P_main(100:end,:);
14 longitud=longitud(100:end,:);
15 P_secondary=P_secondary(100:end,:);
16
17 [pks, locs]=findpeaks(P_secondary, longitud, 'MinPeakDistance',5, 'MinPeakHeight',0.2); %encontramos picos y su localización
18 %Depuramos la distancia entre picos para que no aparezcan picos cercanos
   debido a las deformaciones de la simulación.
19
20 %Calculamos la media de la longitud de acoplo.
21 if( length(locs)>1)
22     for i=1:length(locs)-1
23         Lb(i)=locs(i+1)-locs(i);
24     end
25     Lb=mean(Lb);
26 else
27     Lb=locs*2;
28 end
29 end
```

```

1  %%FUNCIÓN DE CÁLCULO DE LB EN FEMSIM.
2  function [Lb_TE,Lb_TM]=Lb_FEM(nombreArchivo)
3  %%Input:--name:Nombre archivo lectura.
4  %%Output:--Lb_TE:Longitud de batido modo TE.
5  %          -Lb_TM:Longitud de batido modo TM.
6
7  fid= fopen(nombreArchivo, 'r'); %%Abrir el archivo en modo lectura.
8  A=cell2mat(textscan(fid, '%f %f %f %f %f'));
9  fclose(fid);
10 lambda=A(:,1);
11 neffe_TE=A(:,2);
12 neffe_TM=A(:,3);
13 neffo_TE=A(:,4);
14 neffo_TM=A(:,5);
15
16 %%cálculo Lb a través del índice efectivo en modo par e impar.
17 Lb_TE=lambda./(abs(neffe_TE-neffo_TE));
18 Lb_TM=lambda./(abs(neffe_TM-neffo_TM));
19 end

```

```

1  %%FUNCIÓN DE CÁLCULO DE K,T Y DESFASE DE CURVAS EN FULLWAVE.
2  function [acople,k,t,alpha]=wm(name)
3  %%Input:--name:Nombre archivo lectura.
4  %%Output:--acople: coeficiente de acople(dB)
5  %          -k: Coeficiente de potencia acoplada.
6  %          -t: Coeficiente de potencia restante.
7  %          -alpha: Desfase de acople no deseado.
8
9  fid = fopen(name, 'r');
10 A=cell2mat(textscan(fid, '%f %f %f %f %f', 'HeaderLines',3));
11
12 lambda=A(:,1);
13 %%Escogemos la zona 1.52 a 1.58 micras.
14 limite_inf= find(abs(lambda-1.52)<0.001);
15 limite_sup= find(abs(lambda-1.58)<0.001);
16 lambda=lambda(limite_sup(1):limite_inf(1));
17 p1=A(limite_sup(1):limite_inf(1),2).^2;
18 o1=A(limite_sup(1):limite_inf(1),3).^2;
19 p2=A(limite_sup(1):limite_inf(1),4).^2;
20 o2=A(limite_sup(1):limite_inf(1),5).^2;
21
22 %%Valores para lambda=1.55 micras.
23 pos_1550= find(abs(lambda-1.55)<0.00001);
24 p1_1550=p1(pos_1550(1));
25 p2_1550=p2(pos_1550(1));
26 o1_1550=o1(pos_1550(1));
27 o2_1550=o2(pos_1550(1));
28
29 %%Cálculo de k y t.
30 A=o1_1550+o2_1550; %%Normalización de potencia recibidas
31 k= sqrt(o2_1550/A);

```

```

32 t= sqrt (ol_1550/A);
33
34 %Acople en dB's.
35 acople=10.* log10(k.^2);
36
37 %Desfase producido por curvas(en radianes) para longitud de acople nula.
38 alpha= asin (k);
39 end

1 %%FUNCIÓN DE CÁLCULO DE LB EN FULLWAVE.
2 function Lb=fld (name,Gap) %Gap en micras
3 %Input:-name:Nombre archivo lectura.
4 % -Gap: Separación de las guías.
5 %Output:-Lb:Longitud de batido.
6 fid = fopen (name, 'r');
7 C=textscan (fid, '%f %f %f %f %s',1, 'headerlines',2); %textscan lee el archivo
      array a array con formato %f:número o %s:letras, 1 fila y se salta las
      dos primeras
8 F=cell2mat (textscan (fid, '%f %f %f',1)); %cell2mat convierte de celda a número.
9 A=cell2mat (textscan (fid, '%f'));
10 C=cell2mat (C(1,1:3));
11 fclose (fid);
12 F=F(2):(F(3)-F(2))/(F(1)-1):F(3); %tamaño de filas
13 C=C(2):(C(3)-C(2))/(C(1)-1):C(3); %tamaño de columnas
14 A= reshape (A, length (F), length (C));
15
16 figure
17 surf (C,F,A) % Representación 3D de los datos
18
19 pos_c2= find ( abs (C-(0.45+Gap)) <0.015); %Localizamos la posición central de la
      segunda guía, relativo al Gap.
20 pos_c1= find ( abs (C) <0.015);
21 P_main=A (:, pos_c1 (1)).^2; %20 es la posición central de la primera guía.
22 P_secondary=A (:, pos_c2 (1)).^2;
23 [pks, locs]=findpeaks (P_secondary, F, 'MinPeakHeight', 0.32, 'MinPeakDistance', 5)
      ;
24 if ( length (locs) >1)
25     for i=1: length (locs)-2
26         Lb(i)=locs (i+1)-locs (i);
27     end
28     Lb= mean (Lb);
29 else
30     Lb=locs *2;
31 end
32 end

```

```

1 %% DISEÑO ACOPLACIÓN ANILLO RESONANTE.
2 t=0:0.001:1;
3 w=1.55e-6;
4
5 %Índice efectivo.
6 neff_aGST=-0.9442*1e6*w+4.0475;
7 neff_cGST=-0.7839*1e6*w+4.0692;
8
9 %Pérdidas dB.
10 a_aGSTdB= 0.9933; %dB/micras
11 a_cGSTdB= 7.0873; %dB/micras
12
13 %Pérdidas Np/m.
14 a_aGST=a_aGSTdB*1e6/(10*log10(exp(1)));
15 a_cGST=a_cGSTdB*1e6/(10*log10(exp(1)));
16
17 L_GST=250e-9;
18 A_a= exp(-a_aGST.*L_GST);
19 A_c= exp(-a_cGST.*L_GST);
20
21 phi_a=(2.* pi ./w) .* (neff_aGST.*L_GST);
22 phi_c=(2.* pi ./w) .* (neff_cGST.*L_GST);
23
24 IL_a=(1+(A_a.* t).^2) ./ (A_a.^2+t.^2);
25 IL_c=(1+(A_c.* t).^2) ./ (A_c.^2+t.^2);
26
27 ER_a=((A_a+t).^2.*(1-A_a.* t).^2) ./ ((A_a-t).^2.*(1+A_a.* t).^2);
28 ER_c=((A_c+t).^2.*(1-A_c.* t).^2) ./ ((A_c-t).^2.*(1+A_c.* t).^2);
29
30 figure
31 plot(t,10.* log10(IL_a), 'r');
32 hold on
33 plot(t,10.* log10(IL_c), 'b');
34 xlabel('Coeficiente de acoplo (t)')
35 ylabel('Pérdidas de inserción (dB)')
36 legend('aGST', 'cGST')
37 set(gca, 'FontSize', 9, ...
38     'TickLength', 2* get(gca, 'TickLength'), ...
39     'XColor', 'k', ...
40     'YColor', 'k', ...
41     'LineWidth', 1)
42 pbaspect([1 1 1])
43 set(gcf, 'PaperUnits', 'Centimeters', 'PaperSize', [9 9])
44 print('IL', '-dpdf', '-fillpage')
45
46 figure
47 plot(t,10.* log10(ER_a), 'r');
48 hold on
49 plot(t,10.* log10(ER_c), 'b');
50 xlabel('Coeficiente de acoplo(t)')

```

```

51 ylabel('Relación de extinción (dB)')
52 legend('aGST', 'cGST')
53 set(gca, 'FontSize', 9, ...
54     'TickLength', 2* get(gca, 'TickLength'), ...
55     'XColor', 'k', ...
56     'YColor', 'k', ...
57     'LineWidth', 1)
58 pbaspect([1 1 1])
59 set(gcf, 'PaperUnits', 'Centimeters', 'PaperSize', [9 9])
60 print('ER', '-dpdf', '-fillpage')
61
62 %% RESPUESTA FINAL DEL ANILLO.
63 t=0.857;
64 w=1.54e-6:1e-12:1.56e-6;
65 R=15.25e-6;
66 Lacople=23e-6;
67 L=2.* pi.*R+2.*Lacople;
68 L_si=L-L_GST;
69 neff_aGST=-0.9442*1e6.*w+4.0475;
70 neff_cGST=-0.7839*1e6.*w+4.0692;
71 neff_si=-1.185*1e6.*w+4.224;
72 phi_a=(2.* pi./w).*(neff_aGST.*L_GST+neff_si.*L_si);
73 phi_c=(2.* pi./w).*(neff_cGST.*L_GST+neff_si.*L_si);
74
75 R_a1=(A_a^2-2.*t.*A_a.*cos(phi_a)+t.^2)./(1-2.*A_a.*t.*
76     cos(phi_a)+(A_a.*t).^2);
77
78 R_c1=(A_c^2-2.*t.*A_c.*cos(phi_c)+t.^2)./(1-2.*A_c.*t.*
79     cos(phi_c)+(A_c.*t).^2);
80
81 Lacople=20.01e-6;
82 t=0.54;
83 L=2.* pi.*R+2.*Lacople;
84 L_si=L-L_GST;
85 neff_aGST=-0.9442*1e6.*w+4.0475;
86 neff_cGST=-0.7839*1e6.*w+4.0692;
87 neff_si=-1.185*1e6.*w+4.224;
88 phi_a=(2.* pi./w).*(neff_aGST.*L_GST+neff_si.*L_si);
89 phi_c=(2.* pi./w).*(neff_cGST.*L_GST+neff_si.*L_si);
90
91 R_a2=(A_a^2-2.*t.*A_a.*cos(phi_a)+t.^2)./(1-2.*A_a.*t.*
92     cos(phi_a)+(A_a.*t).^2);
93
94 R_c2=(A_c^2-2.*t.*A_c.*cos(phi_c)+t.^2)./(1-2.*A_c.*t.*
95     cos(phi_c)+(A_c.*t).^2);
96
97 plot(w*1e9, 10.*log10(R_a1), 'b', 'Linewidth', 2);
98 hold on
99 plot(w*1e9, 10.*log10(R_c1), '--r', 'Linewidth', 2);

```

```

97 xlabel('Longitud de onda (nm)')
98 ylabel('Potencia normalizada (dB)')
99 legend('aGST', 'cGST', 'Location', 'southeast')
100 set(gca, 'FontSize', 9, ...
101     'TickLength', 2* get(gca, 'TickLength'), ...
102     'XColor', 'k', ...
103     'YColor', 'k', ...
104     'LineWidth', 1)
105 yticks(-15:1:0)
106 ylim([-15 0])
107 pbaspect([1 1 1])
108 set(gcf, 'PaperUnits', 'Centimeters', 'PaperSize', [9 9])
109 print('Respuesta_final1', '-dpdf', '-fillpage')
110
111 figure
112 plot(w*1e9, 10.* log10(R_a2), 'b', 'LineWidth', 2);
113 hold on
114 plot(w*1e9, 10.* log10(R_c2), '--r', 'LineWidth', 2);
115 xlabel('Longitud de onda (nm)')
116 ylabel('Potencia normalizada (dB)')
117 legend('aGST', 'cGST', 'Location', 'southeast')
118 set(gca, 'FontSize', 9, ...
119     'TickLength', 2* get(gca, 'TickLength'), ...
120     'XColor', 'k', ...
121     'YColor', 'k', ...
122     'LineWidth', 1)
123 pbaspect([1 1 1])
124 yticks(-15:1:0)
125 set(gcf, 'PaperUnits', 'Centimeters', 'PaperSize', [9 9])
126 print('Respuesta_final2', '-dpdf', '-fillpage')

```

B. Anexo II: Parámetros de simulación.

A través de RsoftCAD, diseñamos el layout de nuestros acopladores. En primer lugar, definimos los parámetros necesarios que utilizaremos para nuestras guías. Estos parámetros son las dimensiones de la guía, su longitud, el gap y el radio de las curvas del acoplador. También definiremos los materiales y sus índices de refracción asociados. La longitud de onda a la que trabajaremos será de $1.55 \mu\text{m}$. El layout general consistirá en dos guías paralelas donde la primera guía estará centrada en $Z=0$ y la segunda la situaremos a su derecha (en el sentido positivo de X). Además, las dos guías estarán centradas en $Y=0$. Las curvas de las guías se situarán relativas a las guías. Para poder simular la zona de acople o las guías de forma separada, bastaría con cambiar el radio o la longitud de las guías a 0, respectivamente. La excitación de las guías se situará al principio de la guía. El resultado de nuestro layout es el siguiente:

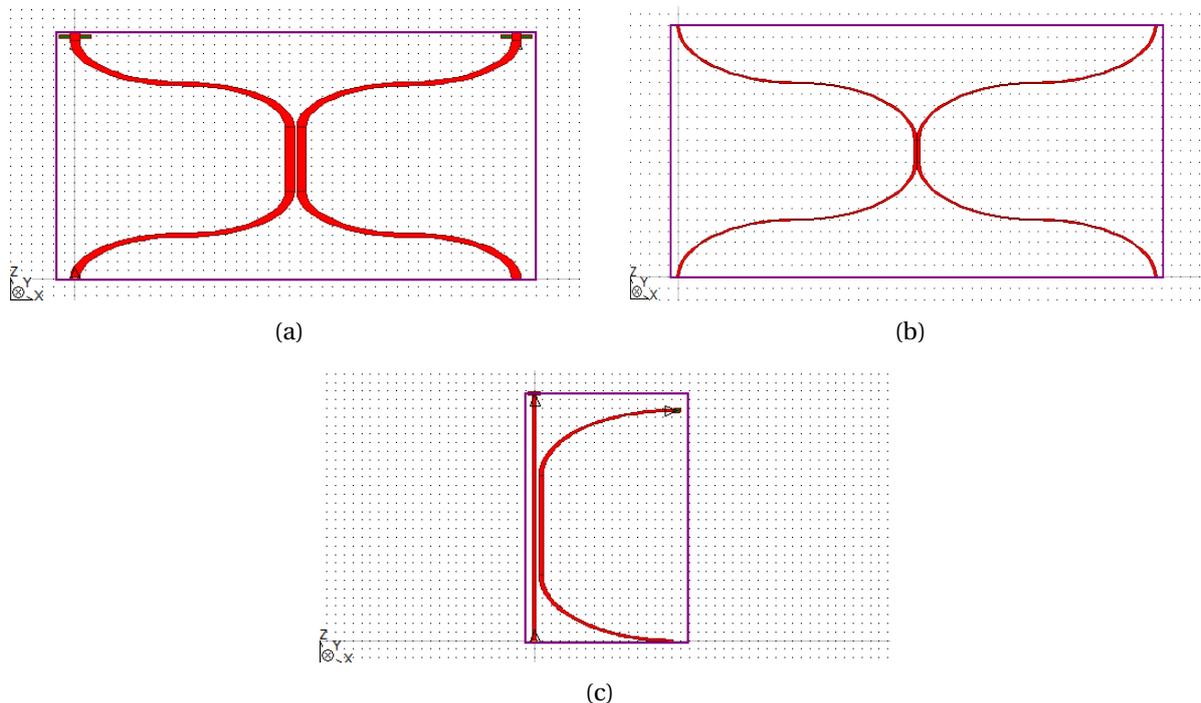


Figura 26: Layout en RsoftCAD. **(a)** Acoplador direccional con guías de silicio, **(b)** Acoplador direccional con guías de sílice, **(c)** Anillo resonante.

Para calcular el índice efectivo se ha utilizado la herramienta 'Compute Modes'. En BPM se ha seleccionado un mallado de 50 nm en las coordenadas X, Y y Z , y con la opción 'Enable NoUniform' habilitada para que el mallado en la zona de acople sea mayor. El modo del vector será Semi, ya que esta opción es capaz de diferenciar entre los modos TE y TM, sus diferencias de la forma del campo y la constante de propagación. En FEM el mallado será del mismo tamaño. Al no poder diferenciar entre TE y TM, a través de la opción 'Modes to Find' en 'Mode Options', seleccionamos el número de modos a encontrar, además de aumentar el número máximo de iteraciones a 1000 para que el modo pueda converger. En FEM, se generan los archivos $.m0X$, siendo X el número del modo encontrado.

Para calcular la longitud de batido, la configuración en BPM es similar que la del cálculo del índice de refracción, con un mallado de 50 nm y seleccionando independientemente el modo TE y TM. Una forma de lanzar simulaciones simultáneamente es a través de la herramienta 'Launch Most Optimizer Scanner', seleccionando como variables independientes de la simulación la longitud de onda, desde $1.52 \mu\text{m}$ hasta $1.58 \mu\text{m}$ con 10 pasos, para tener suficientes muestras.

También seleccionamos la variable creada para el gap, desde $0.1 \mu\text{m}$ hasta $0.25 \mu\text{m}$, que son nuestros valores elegidos, con un incremento de $0.05 \mu\text{m}$. En el anillo resonante, el gap impuesto corresponde a $0.3 \mu\text{m}$. Para medir las diferentes potencias que se reciben en los puertos finales de las guías, se seleccionan las guías como *Pathways*, asociando además un *Pathway monitor* a cada guía para medir la potencia parcial que se distribuye por la guía. Una vez realizada la simulación, se generará un archivo para cada combinación de longitud de onda y gap con extensión .mon que recogerá los datos de potencia a lo largo del eje Z de la guía. En FEM, la configuración es similar a los del cálculo de índice de refracción a BPM. El archivo generado tendrá una extensión .dat que recoge el índice de refracción efectivo par e impar para el modo TE y TM.

Respecto a FDTD, existen un mayor número de parámetros de simulación de configurar, lo que provoca que tenga un gran potencial. El mallado utilizado será de 30 nm, seleccionando este valor debido a que con un mayor mallado, el tiempo de simulación aumentaría exponencialmente a días e incluso semanas sin aumentar la precisión del resultado significativamente. Habilitamos también el parámetro *Enable NoUniform* para una mayor resolución en la zona de acople. Respecto a los parámetros de *Time Grid* seleccionamos como criterio de parada *Convergence/No Limit* para que converja a un resultado, y *Best Speed* en la opción *Monitor Time* para que no muestre el resultado mientras simula y sea más rápido. Para utilizar todos los recursos del servidor del NTC utilizado para realizar las simulaciones, seleccionamos *On* en *Cluster Options* para utilizar los 8 núcleos del procesador. La excitación será pulsada en el caso que queramos obtener la respuesta del acoplador en términos de potencia en función de la longitud de onda, o de onda continua (CW) en el caso que observemos la potencia a lo largo de la guía para calcular la longitud de batido a una longitud de onda concreta, como es $1.55 \mu\text{m}$.

Respecto a los archivos generados, habilitaremos la opción *Enable Wavelength Output* para observar la respuesta en función de la longitud de onda en el caso de un pulso, o *Final Field* en el caso de onda continua. El *Padding Factor* será de 128 para que genere los suficientes puntos en nuestro rango de longitud de onda. Como entrada del *Launch*, utilizaremos los ficheros generados por FEM .m0X del modo al que vamos a simular, siendo X el nº del modo generado. Para medir la potencia que llega al final de la guía, colocamos un monitor al final de ellas con un ancho y alto mayor que el de la guía, ya que parte del modo se propaga fuera del núcleo de la guía. Mediremos la integral de solape y la potencia, que serán medidas prácticamente similares. Para ello seleccionaremos que la medida se realice a través de FFT. Los archivos de salida utilizados serán los que tengan la extensión .wm128 (el nº que acompaña a la extensión dependerá del *Padding Factor* utilizado) para pulsos, que contendrá los registros de potencia y overlap de los monitores en función de la longitud onda, y .fld para para onda continua, que mostrará el valor de campo eléctrico en el plano XZ.