

Laboratorio Sirius HPC

Tatiana López Guevara

March 11, 2013

*Agradecimientos especiales a JSensei y a mis amigos de Sirius
quienes me apoyaron durante todo el proceso ...*

Contents

1	Definición de la Investigación	6
1.1	Resumen	6
1.2	Planteamiento del Problema	7
1.3	Justificación	7
1.4	Revisión Bibliográfica	8
1.5	Objetivos	8
1.5.1	Objetivo General	8
1.5.2	Objetivos Específicos	8
1.6	Hipótesis	8
1.7	Metodología	8
2	Silicon Photonics	10
2.1	Introduction	10
2.2	Ecuaciones de Maxwell	10
3	Caracterización de Anillos Resonadores	11
3.1	Introducción	11
3.2	Teoría de Acoplamiento	11
3.2.1	Modelo Teórico de Anillo Resonador	11
3.2.2	Relación entre Coeficientes de Acoplamiento	15
3.2.3	Filtro Notch	17
3.2.4	Parámetros	18
3.3	Simulaciones	19
3.3.1	Diseño del Resonador	19
3.3.2	Lumerical	21
3.3.3	Meep	21
4	Redes de Interconexión	26
A	Scripts	27
A.1	Meep	27
A.1.1	Filtro Notch	27
A.1.2	Filtro AddDrop	28

List of Figures

3.1	Modelo de un Anillo Resonador	12
3.2	Contribución Onda 1 Vuelta	13
3.3	Contribución Onda 2 Vueltas	15
3.4	Modos Resonantes. Fuente[3]	17
3.5	Índice de grupo. Fuente[5]	20
3.6	Resultados Simulación MODE y FDTD del Filtro AddDrop . . .	21
3.7	Geometría Filtro Notch.	24
3.8	Transmitancia Filtro Notch	25

List of Tables

3.1	Configuración deseada para el filtro	20
3.2	Parámetros	23

Listings

3.1	Parámetros Filtro Notch.	22
3.2	Geometría y Materiales Filtro Notch.	23
A.1	Script del Filtro Notch (Fuente Gaussiana) en Meep.	27
A.2	Script del Filtro AddDrop (Fuente Gaussiana) en Meep.	28

Chapter 1

Definición de la Investigación

1.1 Resumen

Las tendencias actuales de los procesadores muestran que en un periodo corto de tiempo, alcanzaremos los cientos de núcleos en un solo chip. A medida que la cantidad de estos núcleos aumenta, los requerimientos de ancho de banda de las redes de interconexión que permiten la comunicación interna entre estos y hacia la memoria, se incrementa. A medida que se incrementa el ancho de banda en sistemas de interconexión electrónicos, la latencia y la disipación de poder, se ven impactadas considerablemente, por lo que dicha solución se vuelve no viable.

La fusión del campo de la fotónica con la nanotecnología denominado nanofotónica, ha permitido el desarrollo de dispositivos basados en silicio de altas prestaciones y bajo consumo, ya que pueden ser producidos usando las técnicas ya existentes de manufacturación de semiconductores, y gracias a que el silicio actualmente es utilizado como el componente base en la mayoría de circuitos, es posible crear dispositivos híbridos en los cuales se integran componentes tanto electrónicos como ópticos en un solo microchip. Tomando en cuenta estos últimos avances, las redes de interconexión ópticas en un chip o NoCs nano ópticas sobre silicio, ya ha sido conceptualizada, permitiendo superar las actuales limitaciones de su equivalente electrónico en los chips de multiprocesamiento o CMP.

En este proyecto se pretende explorar y evaluar diferentes diseños de arquitecturas que permitan analizar el impacto de las NoCs ópticas en las futuras generaciones de CMPs, ya que son de vital importancia para lograr el aumento en el rendimiento manteniendo al mismo tiempo la eficiencia en el consumo de potencia.

Al finalizar, se tendrán los análisis comparativos en términos de ancho de banda, potencia y latencia de algunas de las redes de interconexión más conocidas sobre diferentes conjuntos de pruebas. La aplicación de este conocimiento

científico orientado al área de arquitectura de computadores y a la nanotecnología, permitirá la creación de nuevos diseños que aporten a la solución de los problemas de rendimiento vs potencia, apuntando a mejorar la competitividad nacional mediante la generación de producción intelectual en dicho aspecto.

1.2 Planteamiento del Problema

Las redes de interconexión electrónicas, tienen un impacto directo en la limitación de potencia, ancho de banda y latencia de los chips multiprocesadores (CMPs) actuales. Estas limitaciones sumadas a la inhabilidad de escalar eficientemente a cientos de núcleos, la presenta como una solución poco viable a largo plazo.

1.3 Justificación

Para lograr escalar eficientemente los sistemas de multiprocesamiento, las tecnologías actuales deben superar grandes dificultades, tanto en la complejidad adicional que representa la programación en paralelo, las limitaciones de ancho de banda y en la minimización de la cantidad de potencia que es desperdiciada en el sistema de comunicación. En esta última en especial, se evidencia el límite al que están llegando las tecnologías electrónicas actuales, al consumir casi la mitad ?? de la potencia dinámica de todo el sistema, haciendo de vital importancia la exploración de otras alternativas.

El empleo de la tecnología de punta que usa la nanofotónica sobre silicio, se presenta como una solución prometedora a este problema, ya que no solo permite el flujo de grandes cantidades de datos en una misma línea de transmisión, sino que tiene una facilidad de integración con la microelectrónica actual manteniendo al mismo tiempo los bajos costes de fabricación, gracias a que se pueden reutilizar las técnicas de manufactura de semiconductores tradicionales. Es por esto que el tema es foco de investigación no solo de grandes compañías microelectrónicas (Intel, IBM, HP, etc) sino también de la comunidad académica (Columbia, Purdue, MIT entre otras), quienes han logrado demostrar experimentalmente las piezas fundamentales que permitirían su materialización en un futuro no muy lejano.

Para lograr este objetivo, se debe permitir primero a los arquitectos de computadores, a través de la simulación, explorar de forma ágil nuevos diseños de arquitecturas de interconexión y evaluar el rendimiento holístico a través de mediciones precisas en los aspectos de capacidad de procesamiento, consumo de potencia y escalabilidad.

Por otro lado, y aunque de forma relativamente reciente, también se ha destacado la importancia del fortalecimiento y aplicación de este tipo de tecnologías convergentes en el contexto nacional. En 2004, la nanotecnología fue reconocida por Colciencias como una de las 8 áreas estratégicas del conocimiento para impulsar el desarrollo competitivo del país. En el documento "Visión

Colombia II Centenario: 2019” se confirma la continuidad del apoyo institucional y financiero a las iniciativas relacionadas con dichas áreas. Finalmente, es mencionada también dentro del ”Plan Nacional de Desarrollo Científico, Tecnológico y de Innovación 2007-2019” de Colciencias y el Departamento Nacional de Planeación, como un área perteneciente a la ”Nueva Ciencia” y ”Tercera Revolución Industrial” en donde se debe disminuir la brecha tecnológica con respecto a otros países.

1.4 Revisión Bibliográfica

Antecedentes

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Simular y evaluar redes de interconexión nanofotónicas híbridas sobre silicio para chips multiprocesadores.

1.5.2 Objetivos Específicos

- Caracterizar los componentes básicos de las redes nanofotónicas sobre silicio.
- Explorar las topologías de interconexión más usadas en los CMPs electrónicos actuales.
- Mapear las topologías de interconexión del dominio electrónico al dominio nanofotónico híbrido sobre silicio.
- Simular cada una de las topologías en los dominios electrónico y nanofotónico híbrido sobre silicio.
- Evaluar y comparar las redes en términos de ancho de banda, latencia y potencia.

1.6 Hipótesis

¿Son las redes de interconexión nanofotónicas híbridas para las topologías Mesh y Torus más eficientes en términos de consumo de potencia, ancho de banda y latencia que sus pares electrónicos?

1.7 Metodología

Este proyecto se plantea como una investigación aplicada donde se busca encontrar soluciones del estado del arte en el área de arquitectura de computadores

para la problemática del consumo de recursos de las redes de interconexión electrónicas actuales en los chips multiprocesadores.

Resulta entonces conveniente la utilización de una metodología estructural, dividiendo la investigación en cuatro fases que dan solución a la problemática propuesta:

- Fase 0: Base Teórica En esta etapa se hace un estudio de los fundamentos teóricos tanto físicos como matemáticos que rigen el comportamiento de los dispositivos que soportan los componentes que forman una red de interconexión nanofotónica sobre silicio.
- Fase 1: Caracterización de los componentes pasivos y activos de las redes nanofotónicas. Es necesario analizar el comportamiento, las técnicas de manufactura y los requisitos de funcionamiento de los siguientes componentes nanofotónicos sobre silicio: guías de onda recta, guías de onda dobladas, cruces de guía de onda y resonadores en anillo, así como las simulaciones correspondientes de cada elemento para diferentes longitudes de onda y potencia de entrada.

En esta etapa, se hará uso del software CAD para el diseño y simulación que se ejecutará sobre un servidor especializado para este propósito.

- Fase 2: Análisis de Topologías de Interconexión Análisis y la exploración de las topologías de interconexión electrónicas actuales que se desean evaluar en el alcance de este proyecto: Mesh y Torus en el dominio de los CMPs. Una vez obtenida la información de las topologías en el dominio electrónico, se debe proceder a hacer el análisis del correspondiente mapeo de dichas topologías al dominio nanofotónico teniendo en cuenta las restricciones o ventajas de los componentes nanofotónicos pasivos y activos estudiados en la etapa anterior.
- Fase 3: Simulación

Chapter 2

Silicon Photonics

2.1 Introduction

La parte inicial de la investigación consistió en la búsqueda y apropiación de las leyes físicas y la formulación matemática que rige el comportamiento de las ondas electromagnéticas y su propagación en un medio.

2.2 Ecuaciones de Maxwell

EQUACIONES DE MAXWELL EN FORMA DIFERENCIAL:

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

Chapter 3

Caracterización de Anillos Resonadores

3.1 Introducción

Como se vio en el capítulo 2, el anillo resonador es el componente principal de los dispositivos activos usados en Silicon Photonics. Por esta razón se analizó la teoría detrás de su funcionamiento (sección 3.2) y se simuló su comportamiento (3.3) en dos situaciones particulares:

- Anillo Notch (sección 3.2.3) el cuál actúa como un inhibidor o atenuador de frecuencias puntuales con un factor de calidad alto. Este elemento es la base de los filtros y parte de los dispositivos de modulación y de detección.
- Filtro AddDrop el cual permite cambiar de una guía a otra un conjunto de frecuencias específicas. Los switches y routers -elementos esenciales dentro de una red de interconexión de Silicon Photonics- están formados por la unión de varios filtros AddDrop tuneables.

3.2 Teoría de Acoplamiento

3.2.1 Modelo Teórico de Anillo Resonador

En la figura 3.1 se muestra el esquema del caso genérico de un anillo resonador con 2 regiones de acoplamiento representadas por las líneas punteadas. Por simplicidad, el modelo asume que no hay pérdidas por acoplamiento (3.11a) y se ignoran los efectos de reflexión dentro de la guía (sólo se asumen ondas en el sentido de la propagación). El modelamiento teórico es muy similar al resonador Fabry-Perot descrito en [8].

Cada región del anillo tiene asociados unos parámetros principales que definen su comportamiento. Estos son:

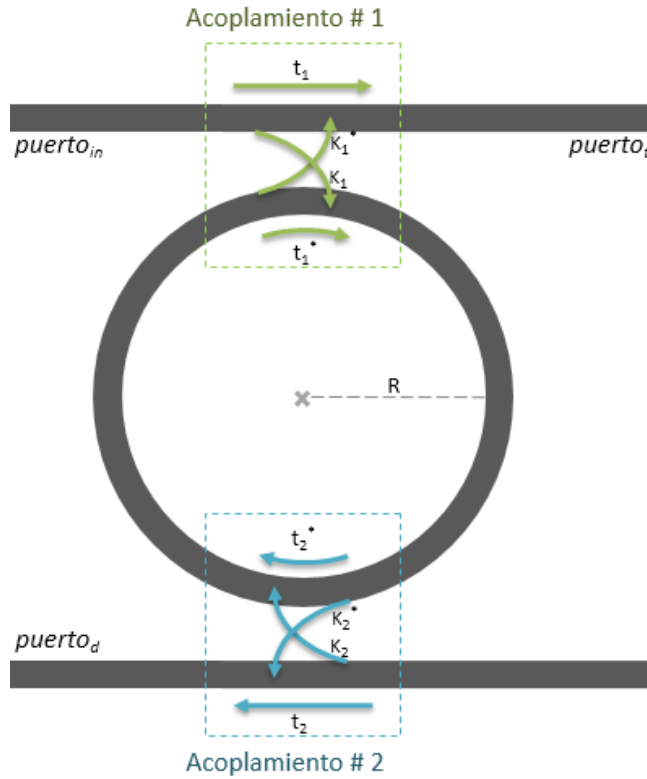
- Coeficientes de acoplamiento $(\kappa_1, \kappa_1' \kappa_2 \kappa_2')$,
- Coeficientes de transmisión (t_1, t_1', t_2, t_2') (en la sección 3.2.2 se verá la relación que existe entre los 8 coeficientes).
- Constante de propagación β del modo circulante.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} \quad (3.1)$$

Valor complejo donde $\Re\{\beta\}$ es la constante de fase y $\Im\{\beta\}$ representa las pérdidas por propagación dentro del anillo.

- Radio r y perímetro ($L = 2\pi r$) del anillo.

Figure 3.1: Modelo de un Anillo Resonador



Para que el dispositivo entre en resonancia, el desfase de la onda después de un viaje completo al rededor del anillo debe ser un múltiplo entero de 2π

$$\beta L = 2\pi M \quad (3.2)$$

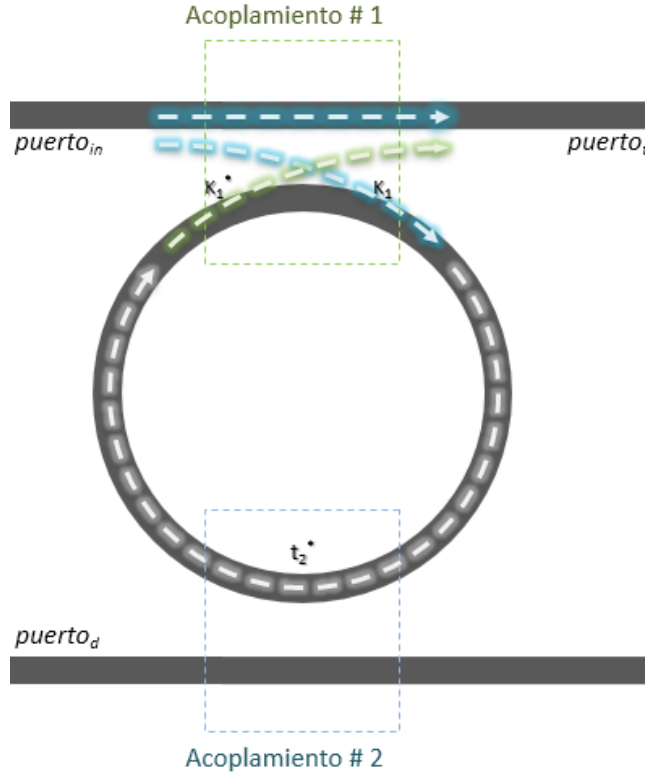
Donde M es llamado el número de modo (Figura 3.4).

La potencia de la onda que se ve en el $puerto_t$ está dada por la porción de la onda incidente que atraviesa la guía más las $N \rightarrow \infty$ contribuciones que se dan por la otra parte de la onda que se acopló en el anillo (ec. 3.3). Cada una de las contribuciones depende del número de viajes completos que realice la onda acoplada antes de volver a salir a la guía superior.

$$E_t = E_i t_1 + Contrib_{M=1L} + Contrib_{M=2L} + \dots + Contrib_{M=\infty L} \quad (3.3)$$

- Contribución después de una vuelta: $Contrib_{M=1L}$

Figure 3.2: Contribución Onda 1 Vuelta



El fasor escalar $\alpha e^{-j\beta L}$ contiene la información sobre la amplitud de la atenuación debido a efectos de dispersión y a la curvatura de la onda ($\alpha = 1$ si no hay pérdida) y la fase de la onda que ha recorrido una distancia L . Por lo tanto, al dar una vuelta ($1L$), la propagación de la onda queda expresada como $\alpha e^{-j\beta L}$.

En su recorrido completo, la onda que da una vuelta completa (Figura 3.2) pasa por 3 regiones de interés. En la primera región (acoplamiento 1) una

porción (dada por el coeficiente de acoplamiento κ_1) entra desde la guía recta hacia el anillo. En la segunda región (acoplamiento 2), una porción (proporcional al coeficiente de transmisión t_2') continúa su viaje al interior del anillo. Finalmente, en la tercera región (acoplamiento 1) sólo una parte de la onda (coeficiente de acoplamiento κ_1') vuelve a la guía original para salir por el *puerto_t*.

Teniendo en cuenta cada una de estas atenuaciones más el fasor que expresa la propagación de la onda, se llega a (3.4).

$$Contrib_{M=1L} = E_i \alpha e^{-j\beta L} \kappa_1 t_2' \kappa_1' \quad (3.4)$$

- Contribución después de dos vueltas: $Contrib_{M=2L}$

Se analizará la parte de la onda que no se reintegró a la guía recta tras la primera vuelta y que da otra vuelta antes de volver a la guía recta para salir por el *puerto_t* (Figura 3.3). La propagación de la onda tras 2 vueltas completas ($2L$), está dada por $\alpha^2 e^{-j\beta 2L}$. La onda atraviesa 2 nuevas regiones (aparte de las 3 regiones mencionadas en la sección anterior) por cada nueva vuelta que deba dar.

La primera es la región de acoplamiento 1 (en una proporción dada por t_1') para seguir su trayectoria dentro del anillo. La segunda es la región de acoplamiento 2, la cual debe atravesar (según el factor de transmisión t_2').

Estas nuevas atenuaciones se ven reflejadas en (3.5). El término $\alpha^2 e^{-2j\beta L}$ se expresó como $\alpha e^{-j\beta L} \alpha e^{-j\beta L}$ para facilitar su generalización posterior.

$$Contrib_{M=2L} = E_i \alpha e^{-j\beta L} \kappa_1 t_2' \kappa_1' (\alpha e^{-j\beta L} t_1' t_2') \quad (3.5)$$

- Contribución después de N vueltas: $Contrib_N$

Por cada vuelta adicional antes de acoplarse, se deben tener en cuenta los coeficientes de transmisión en estas 2 regiones más el desfase y la atenuación de la onda en cada vuelta (3.6).

$$Contrib_N = E_i \alpha e^{-j\beta L} \kappa_1 t_2' \kappa_1' (\alpha e^{-j\beta L} t_1' t_2')^{N-1} \quad (3.6)$$

Sustituyendo la expresión para cada una de las contribuciones en (3.3) y reorganizando, se llega a (3.7).

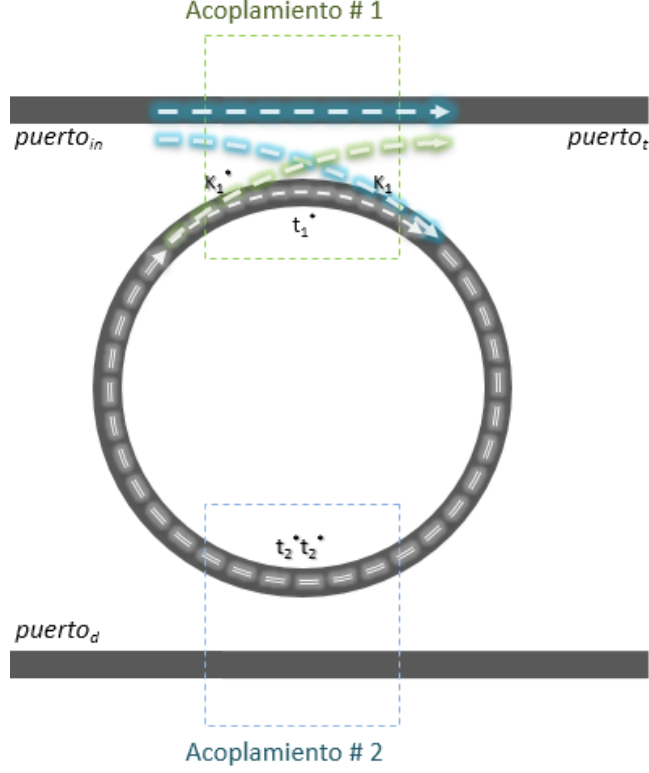
$$E_t = E_i \{ t_1 + \kappa_1 \kappa_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L} [1 + (t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L})^1 + (t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L})^2 + \dots] \} \quad (3.7)$$

Al ser una serie geométrica infinita, su solución está dada por (3.8).

$$\sum_{k=0}^{\infty} ar^k = \frac{a}{1-r}, \text{ si } |r| < 1 \quad (3.8)$$

Sea $a = \kappa_1 \kappa_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}$ y $r = t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}$. Por lo tanto:

Figure 3.3: Contribución Onda 2 Vueltas



$$E_t = E_i \left\{ t_1 + \frac{\kappa_1 \kappa_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}}{1 - t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}} \right\} \quad (3.9a)$$

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{t_1 + (\kappa_1 \kappa_1' - t_1 t_1') t_2' \alpha e^{-j\beta L}}{1 - t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}} \quad (3.9b)$$

El cálculo de la potencia transmitida en el *puerto_d* (3.10) sigue una lógica similar.

$$\frac{E_d}{E_i} = \frac{\kappa_1 \kappa_2' \alpha e^{-j\beta \frac{L}{2}}}{1 - t_1' t_2' \alpha e^{-j\beta L}} \quad (3.10)$$

3.2.2 Relación entre Coeficientes de Acoplamiento

Como se explica en [9], los 4 coeficientes de transmisión más los 4 coeficientes de acoplamiento no son independientes entre si, sino que están relacionados por

los principios fundamentales de reciprocidad, conservación de la energía y T-simetría. Adicionalmente, como se mencionó en el apartado anterior, el sistema asume que no hay pérdidas por inserción (3.11a).

$$|t_1|^2 + |\kappa_1|^2 = 1 \quad (3.11a)$$

$$t_1 t_1' - \kappa_1 \kappa_1' = -1 \quad (3.11b)$$

$$t_i = |t_i| e^{j\phi_{t_i}} \quad (3.11c)$$

Por conveniencia, en [9] se define el sistema del acoplamiento 1 mediante una matriz Hermitiana (3.12) con determinante -1. Esto permite relacionar facilmente el coeficiente de transmisión dentro del anillo t_1' en términos de la conjugada compleja del coeficiente de transmisión t_1 .

$$\begin{bmatrix} E_s \\ E_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 & \kappa_1^* \\ k_1 & -t_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i \\ E_{ik} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Por comparación directa de (3.12) con el sistema inicial, se ve que $t_1' = -t_1^*$ y $t_2' = -t_2^*$. Reemplazando estas equivalencias y (3.11b) en (3.9b) se encuentra la expresión para la amplitud normalizada en el *puerto*_t (3.13).

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{t_1 - t_2^* \alpha e^{-j\beta L}}{1 - t_1^* t_2^* \alpha e^{-j\beta L}} \quad (3.13)$$

Cuya función de transmisión (3.14) obtenida al multiplicar por la correspondiente conjugada compleja (recordar que $|\chi|^2 = \chi\chi^*$) es [7]:

$$T_t = \left| \frac{E_t}{E_i} \right|^2 = \frac{\alpha^2 |t_2|^2 + |t_1|^2 - 2\alpha |t_1| |t_2| \cos(\theta + \phi_{t_1} + \phi_{t_2})}{1 + \alpha^2 |t_1|^2 |t_2|^2 - 2\alpha |t_1| |t_2| \cos(\theta + \phi_{t_1} + \phi_{t_2})} \quad (3.14)$$

Donde $\theta = \beta L = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} L$. Para el *puerto*_d, se calcula la amplitud normalizada a partir de (3.10) como:

$$\frac{E_d}{E_i} = \frac{\kappa_1 \kappa_2^* \alpha e^{-j\beta \frac{L}{2}}}{1 - t_1^* t_2^* \alpha e^{-j\beta L}} \quad (3.15)$$

De (3.10) y (3.11a) se obtiene también su función de transmisión [1]:

$$T_d = \frac{\alpha^2 (1 - |t_1|^2)(1 - |t_2|^2)}{1 + \alpha^2 |t_1|^2 |t_2|^2 - 2\alpha |t_1| |t_2| \cos(\theta + \phi_{t_1} + \phi_{t_2})} \quad (3.16)$$

3.2.3 Filtro Notch

Un caso especial de (3.13) se da cuando la onda es transmitida completamente dentro del anillo resonador en la región de acoplamiento 2 [9]. En este caso $t_2^* = 1$ y $k_2^* = 0$ por lo que la salida en el *puerto_d* es cero y en el *puerto_t* es (3.17a). El sub-índice de t_1 no es necesario ya que sólo hay un acoplamiento.

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{t - \alpha e^{-j\beta L}}{1 - t^* \alpha e^{-j\beta L}} \quad (3.17a)$$

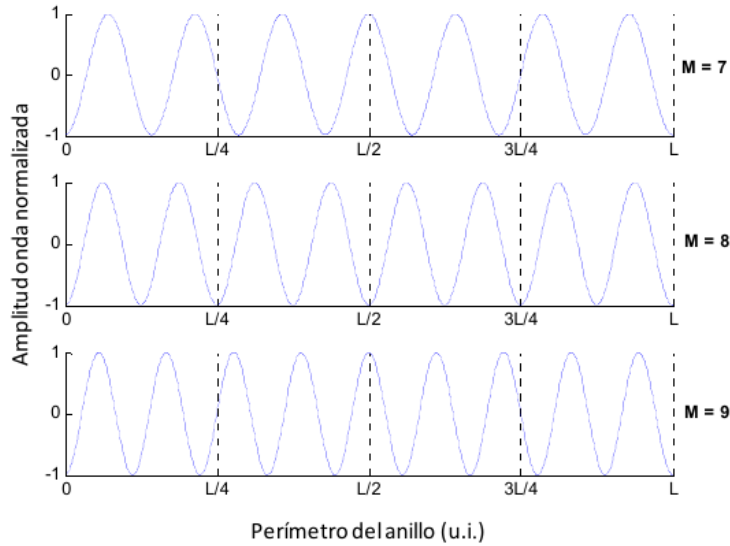
$$T_t = \frac{\alpha^2 + |t|^2 - 2\alpha|t|\cos(\theta + \phi_t)}{1 + \alpha^2|t|^2 - 2\alpha|t|\cos(\theta + \phi_t)} \quad (3.17b)$$

Acoplo Crítico

Se observa que ocurre una situación especial cuando la suma de los desfases que sufre la onda en su viaje completo al rededor del anillo es un múltiplo entero de 2π (3.18). Esta condición es llamada condición de resonancia (Figura 3.4).

$$\theta + \phi_t = 2\pi * M \quad (3.18)$$

Figure 3.4: Modos Resonantes. Fuente[3]



Bajo esta condición, la ecuación de transmisión en el *puerto_t* queda:

$$T_t = \frac{(\alpha - |t|)^2}{(1 - \alpha|t|)^2} \quad (3.19)$$

A partir de (3.19) se ve que cuando $\alpha = |t| = \sqrt{1 - |\kappa|^2}$ la transmitancia en el *puerto_t* es cero. Es decir que cuando las pérdidas en la región de acoplamiento

son iguales a las pérdidas en el anillo, se llega a la condición llamada Acoplo Crítico, donde la potencia de salida se anula.

Visto desde el punto de vista de [3] el fenómeno se produce porque la longitud de onda que cumple la condición se acopla, sufre un desfase de $\frac{\pi}{2}$, es decir $\kappa = i|\kappa|$. Luego de completar una vuelta completa sufre un desfase de 2π y cuando se vuelve a acoplar a la guía recta es desfasada nuevamente $\frac{\pi}{2}$. Es decir, que cuando vuelve a la guía inicial, se suma en contrafase en el punto de acoplamiento de la guía, anulándola.

3.2.4 Parámetros

Existen diferentes parámetros que son relevantes a la hora de describir el rendimiento de un anillo resonador. A continuación se realizará la formulación matemática de cada uno acompañado de una breve descripción.

Los parámetros para el notch filter se obtienen sustituyendo t_2 por 1, como se explicó en la sección 3.2.3.

Free Spectral Range (FSR)

El FSR o rango libre de espectro, es la separación que existe entre dos longitudes de onda que resuenan dentro del anillo. De (3.2) y (3.1) se tiene que:

$$M = \frac{n_{eff(\lambda_m)} L}{\lambda_m} \quad (3.20)$$

$$M + 1 = \frac{n_{eff(\lambda_{m+1})} L}{\lambda_{m+1}} \quad (3.21)$$

Para un rango amplio de longitudes de onda β no es realmente constante debido a la dispersión dentro de la guía por lo que en vez de n_{eff} se usa en índice de grupo (3.22) [7].

$$n_g = n_{eff} - \lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda} \quad (3.22)$$

El FSR, dado por $\Delta\lambda = \lambda_{m+1} - \lambda_m$ se halla restando (3.21) y (3.20). También se asume que $n_{eff(\lambda_m)} \approx n_{eff(\lambda_{m+1})} \approx M$ y que $\lambda_m \lambda_{m+1} \approx \lambda^2$, por lo tanto:

$$FSR = \Delta\lambda \approx \frac{\lambda^2}{n_g L} \quad (3.23)$$

De (3.23) se puede observar que el FSR es inversamente proporcional a el radio del resonador. Para un anillo con un radio grande el distanciamiento entre las longitudes de onda que resuenan en él es menor. Esto indica su capacidad para manejar una densidad de espectro alta y son principalmente usados como switches de banda ancha.

Por el otro lado, un anillo pequeño tendrá un mayor espaciamento entre los modos lo que significa que es más selectivo [4] y por eso son muy usados como filtros y moduladores.

Full Width Half Maximum

La anchura a media altura representa el ancho de la resonancia medido en nanómetros ($\Delta\lambda_{FWHM}$) cuando ésta decae 3dB o mitad de la potencia y su expresión para una cavidad Fabry-Perot [7][8] es:

$$\Delta\lambda_{FWHM} = 2\delta\lambda = \frac{\lambda_0^2}{Ln_{eff}\pi} \left(\frac{1 - \alpha^2|t_1|^2|t_2|^2}{\alpha|t_1||t_2|} \right) \quad (3.24)$$

Quality Factor (Q)

El factor de calidad es una relación entre la longitud de onda que resuena en el anillo y el ancho de la resonancia en la mitad de la potencia.

$$Q = \frac{\lambda_0}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \pi \frac{n_{eff}L}{\lambda_0} \frac{\alpha|t_1||t_2|}{1 - \alpha^2|t_1|^2|t_2|^2} \quad (3.25)$$

Finesse (F)

La finura F permite medir la estrechez de las resonancias [3], donde entre más estrecha, el anillo es más selectivo.

$$F = \frac{FSR}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \frac{\Delta\lambda}{2\delta\lambda} = \pi \frac{\alpha|t_1||t_2|}{1 - \alpha|t_1|^2|t_2|^2} \quad (3.26)$$

En (3.26) se aprecia que entre menos pérdidas existan en el anillo, la finura del anillo es más elevada.

3.3 Simulaciones

Las simulaciones se realizaron sobre las herramientas Meep y Lumerical en 2 máquinas con las siguientes características:

3.3.1 Diseño del Resonador

Para el diseño del simulador, se siguieron los lineamientos descritos en [5] tanto para el filtro AddDrop como para el filtro Notch. El primero consiste en el modelo explicado en la sección 3.2.1 con la salvedad que la región de Acoplamiento 1 es idéntica a la región de Acoplamiento 2, por lo tanto $\kappa = \kappa_1 = \kappa_2$, $\kappa^* = \kappa_1^* = \kappa_2^*$, $t = t_1 = t_2$ y $t^* = t_1^* = t_2^*$. Adicionalmente, se asume que no hay pérdidas ($\alpha = 1$) y se seleccionan las características dadas en la tabla 3.1.

Índice de grupo n_g

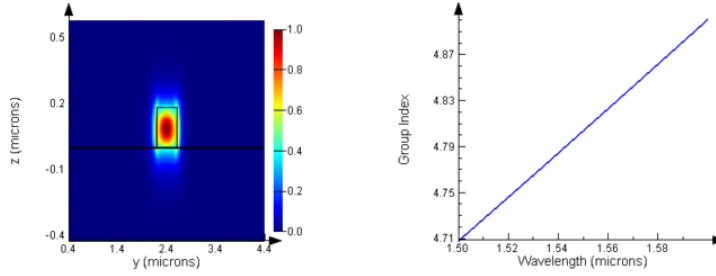
Se calcula el índice de grupo n_g mediante la herramienta MODE de lumérica (sección 3.3.2) para encontrar los valores propios en un rango de frecuencias de interés. En la gráfica 3.5 se ve el perfil del primer modo a la izquierda y la

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias	1500nm a 1600nm
λ_0	1550nm
Espaciamiento de canales	200GHz ó 1.6nm a 1550nm
FSR	3200GHz ó 25.6nm a 1550nm ó 16 canales
$\Delta\lambda_{FWHM}$	100GHz ó 0.8nm
Q	$\frac{1550nm}{0.8nm} \approx 2000$ (3.25)

Table 3.1: Configuración deseada para el filtro

gráfica de longitud de onda vs índice de grupo a la izquierda. A partir de ésta, se visualiza que para $\lambda_0 = 1550nm$ se tiene $n_g \approx 4.8$.

Figure 3.5: Índice de grupo. Fuente[5]



Perímetro del anillo

Despejando L partir de (3.23) y sustituyendo los parámetros (Tabla 3.1), se tiene:

$$L = \frac{\lambda_0^2}{n_g FSR} = \frac{1550e-9}{4.8 \times 25.6e-9} = 19.5\mu m$$

$$R = \frac{L}{2\pi} = 3.1\mu m$$

Coefficiente de transmisión y acoplamiento

Al despejar $|t_1|$ de (3.25) se tiene:

$$|t| = \sqrt{\left(\frac{n_g L \pi}{2Q\lambda}\right)^2 + 1} - \frac{n_g L \pi}{2Q\lambda} \quad (3.27)$$

Y remplazando la configuración dada en la tabla 3.1:

$$|t| = \sqrt{\left(\frac{4.819.5e-6\pi}{22000 \cdot 1550e-9}\right)^2 + 1} - \frac{4.819.5e-6\pi}{22000 \cdot 1550e-9} \approx 0.954$$

El valor de κ se obtiene despejando (3.11a):

$$|\kappa| = \sqrt{1 - |t|^2} \approx 0.301 \quad (3.28)$$

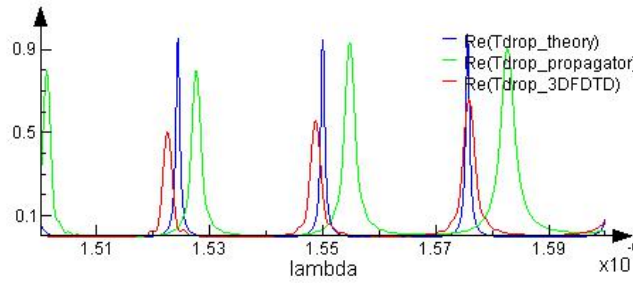
Transmitancia

De (3.11a) y (3.16) y teniendo en cuenta las consideraciones de la tabla 3.1 se tiene:

$$T_d = \frac{|\kappa^4|}{|1 - t^2 e^{j\beta L}|^2} \quad (3.29)$$

3.3.2 Lumerical

Figure 3.6: Resultados Simulación MODE y FDTD del Filtro AddDrop



3.3.3 Meep

Meep es un software desarrollado en el Massachusetts Institute of Technology - MIT que implementa el método FDTD. Su nombre es un acrónimo que proviene de las iniciales de “MIT Electromagnetic Equation Propagation” y cuenta con las siguientes características:

- Simulación 1D, 2D, 3D
- Soporte MPI
- Fronteras Absorción PML
- Scripts en Scheme (*.ctl)
- Scripts en C++
- Análisis de flujos, frec, energía ...
- Licencia GNU/GPL

Filtro Notch

El código está dividido en 5 secciones en cada una de las cuales se define:

1. Parámetros de la simulación.
2. Materiales y geometría a simular.
3. Fuente de onda electromagnética.
4. Puntos de medición de flujo de energía.
5. Tiempos y salidas de la simulación.

Parámetros

Listing 3.1: Parámetros Filtro Notch.

```
;Units are measured in microns [a=luc]
(define-param odir )
(define-param w 0.4) ; width of waveguide
(define-param r 2.9) ; inner radius of ring
(define-param gap 0.1) ; gap between ring and wg
(define-param pad 4) ; padding between wg and edge of PML
(define-param dpml 2) ; thickness of PML
(define-param wavecen 1.550)
(define-param wavewid 0.050)
(define-param freqcen (/ 1 wavecen))
(define-param freq_width (-
  (/ 1 (- wavecen wavewid))
  (/ 1 (+ wavecen wavewid))))
(define-param flux_points 100)

(define sxy (* 2 (+ r w pad dpml))) ; cell size
(define si_mat (make dielectric (index 3.476558)))
```

En esta sección de código (Ver Listing 3.1) se especifican los parámetros necesarios para la ejecución de los programas. Se usaron 2 tipos diferentes de instrucciones: *define* y *define-param*. La primera instrucción, de la forma (*define* < variable > < expresion >), es nativa de Scheme y permite ejecutar una expresión dada por medio de una variable.

Por el contrario, *define-param*, está definida en una librería de extensión llamada LibCtl y permite que la asociación de la variable a la expresión sea modificada desde la línea de comandos desde la que se invoca el programa permitiendo tener un control flexible para las simulaciones.

Los parámetros usados en la simulación del filtro son:(Ver Tabla 3.2)

Parámetro	Descripción	Valor x Defecto
w	Ancho de la guía de onda	4 nm
r	Radio interno del anillo resonador	2.9 μm
gap	Espacio entre la guía de onda y el anillo	1 nm
$dpml$	Ancho de la capa PML	2 μm
$wavecen$	Ancho de banda central de la fuente	1550 nm
$waveid$	Ancho del pulso de la fuente	50 nm
$freqcen$	Frecuencia central de la fuente	$\frac{1}{wavecen}$
$freqwidth$	Ancho del pulso de la fuente (en frecuencia)	$\frac{1}{wavecen-waveid} - \frac{1}{wavecen+waveid}$

Table 3.2: Parámetros

Materiales y Geometría

En esta sección se emplearon algunos de los parámetros definidos en la tabla 3.2 para construir la geometría del filtro como se ve en la figura 3.7.

Como se aconseja en [6] el tamaño del látice a simular se calcula de forma dinámica a partir de los parámetros del radio, ancho de la guía de onda, espacio de holgura y el borde PML (Ver Listing 3.2).

Listing 3.2: Geometría y Materiales Filtro Notch.

```
(define si_mat (make dielectric (index 3.476558)))
(set! default-material air)

(set! geometry-lattice (make lattice (size sxy sxy no-size)))
(set! geometry (list
  (make cylinder
    (center 0 0) (height infinity) (radius (+ r w))
    (material si_mat))
  (make cylinder
    (center 0 0) (height infinity) (radius r)
    (material air))
  (make block
    (center 0 (+ r w gap (/ w 2))) (size sxy w infinity)
    (material si_mat)))

(set-param! resolution 35)
```

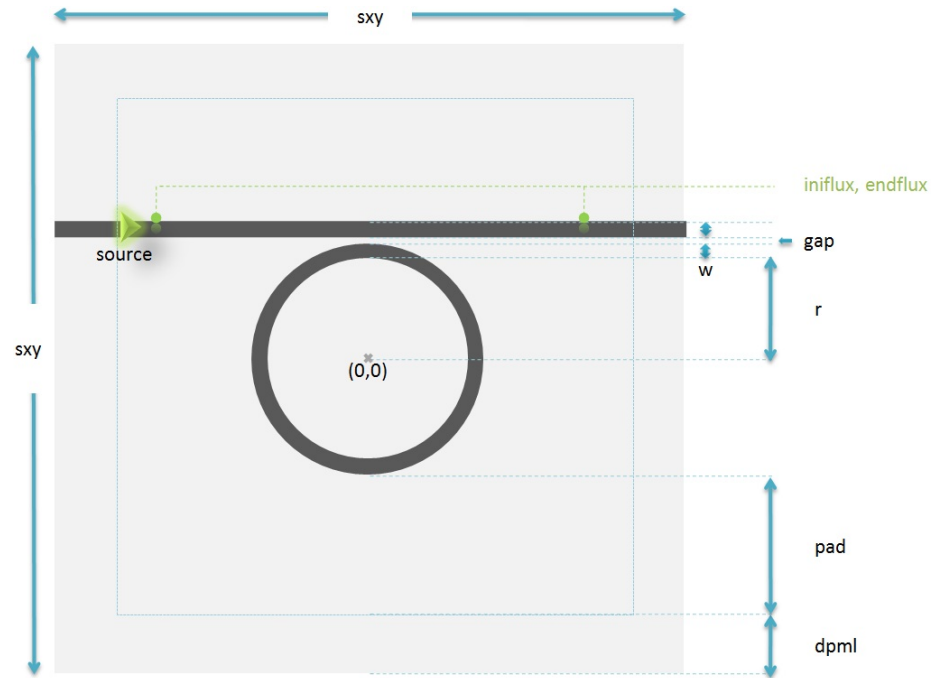
Silicon Photonics utiliza, como su nombre lo indica, silicio como medio para la propagación de ondas electromagnéticas en el espectro C-Band . Por lo tanto, para la longitud de onda de 1500 nm, el índice de refracción del silicio corresponde a 3.4765 [2]. Adicionalmente, al ser una simulación en 2D, el material que rodea la guía recta y circular es el aire cuyo índice de refracción es 1. La base de dióxido de silicio SiO₂ sobre la cual está montada la guía, sólo se tomó en cuenta para la simulación 3D (sección 3.3.2).

La guía de onda se especifica como un rectángulo de Si, mientras que la estructura del anillo se construye a partir de la superposición de un cilindro

externo de silicio y un cilindro interno de aire. Las dos estructuras están separadas en su punto más cercano por una distancia definida por el parámetro $gap = 100nm$.

Finalmente, se indicó una resolución de

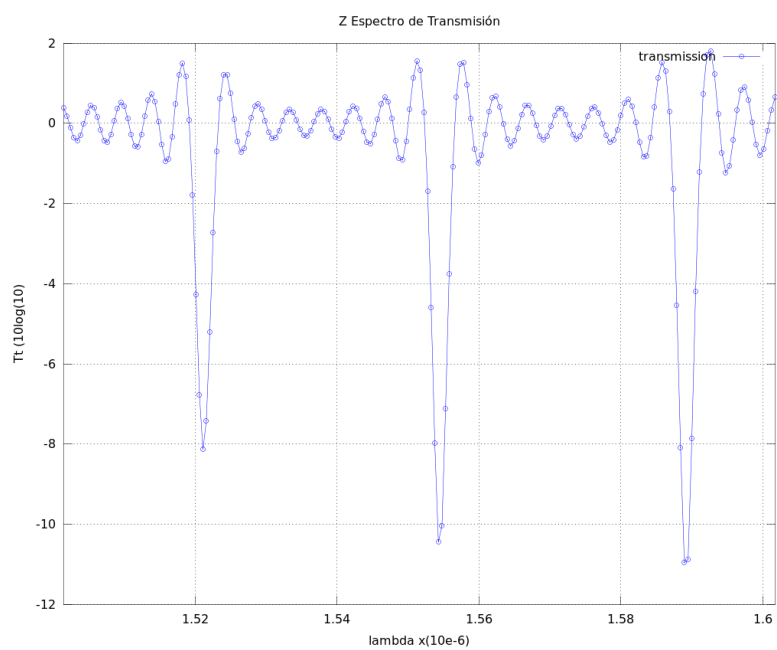
Figure 3.7: Geometría Filtro Notch.



Fuente de Onda Electromagnética

Resultados

Figure 3.8: Transmitancia Filtro Notch



Chapter 4

Redes de Interconexión

Appendix A

Scripts

A.1 Meep

A.1.1 Filtro Notch

Listing A.1: Script del Filtro Notch (Fuente Gaussiana) en Meep.

```

;-----Parameters-----
;Units are measured in microns [a=luc]
(define-param odir
)
(define-param w 0.4) ; width of waveguide
(define-param r 2.9) ; inner radius of ring
(define-param gap 0.1) ; gap between ring and wg
(define-param pad 4) ; padding between waveguide and edge of
PML
(define-param dpml 2) ; thickness of PML
(define-param wavecen 1.550)
(define-param wavewid 0.050)
(define-param freqcen (/ 1 wavecen))
(define-param freq_width (- (/ 1 (- wavecen wavewid)) (/ 1 (+
wavecen wavewid))))
(define-param flux_points 200)

(define sxy (* 2 (+ r w pad dpml))) ; cell size
(define si_mat (make dielectric (index 3.476558)))

;-----Geometry-----
(set! default-material air)

(set! geometry-lattice (make lattice (size sxy sxy no-size)))
(set! geometry (list
(make cylinder
(center 0 0) (height infinity) (radius (+ r w))
(material si_mat))
(make cylinder
(center 0 0) (height infinity) (radius r)
(material air))

```

```

    (make block
      (center 0 (+ r w gap (/ w 2))) (size sxy w infinity)
      (material si_mat)))

(set-param! resolution 35)
(set! pml-layers (list (make pml (thickness dpml))))

;-----Sources-----
(set! sources (list
  (make source
    (src (make continuous-src (frequency freqcen) ))
    (component Ez)
    (size 0 w)
    (center (+ dpml (* -0.5 sxy)) (+ r w gap (/ w 2)) ) )
))

;-----Fluxes-----
;transmitted flux
(define iniflux
  (add-flux freqcen freq_width flux_points
    (make flux-region
      (center (+ 1 dpml (* -0.5 sxy)) (+ r w gap (/ w 2)))
      (size 0 (* 2 w)) )))
;reflected flux
(define endflux
  (add-flux freqcen freq_width flux_points
    (make flux-region
      (center (- (* 0.5 sxy) dpml 1) (+ r w gap (/ w 2)))
      (size 0 (* 2 w)) )))

;-----Simulation-----
(use-output-directory (string-append odir
  (get-filename-prefix)))
(run-until 3000
  (at-beginning output-epsilon)
  (at-end output-efield-z)
  (at-every 40 (output-png Ez
    )))
)

(display-fluxes iniflux endflux)

```

A.1.2 Filtro AddDrop

Listing A.2: Script del Filtro AddDrop (Fuente Gaussiana) en Meep.

```

;-----Parameters-----
;Units are measured in microns [a=luc]
(define-param odir
)
(define-param w 0.4) ; width of waveguide
(define-param r 2.9) ; inner radius of ring
(define-param gap 0.1) ; gap between ring and wg

```

```

(define-param pad 4) ; padding between waveguide and edge of
PML
(define-param dpml 2) ; thickness of PML
(define-param wavecen 1.550)
(define-param wavewid 0.050)
(define-param freqcen (/ 1 wavecen))
(define-param freq_width (- (/ 1 (- wavecen wavewid)) (/ 1 (+
wavecen wavewid))))
(define-param flux_points 100)

(define sxy (* 2 (+ r w pad dpml))) ; cell size

(define fill_mat air);
(define sio2_mat (make dielectric (index 1.44427)))
(define si_mat (make dielectric (index 3.476558)))

(set! default-material fill_mat)

;-----Geometry-----
(set! geometry-lattice (make lattice (size sxy sxy no-size)))
(set! geometry (list
;Outer ring
(make cylinder
(center 0 0) (height infinity) (radius (+ r w))
(material si_mat))
;Inner ring
(make cylinder
(center 0 0) (height infinity) (radius r)
(material fill_mat))
;Upper waveguide
(make block
(center 0 (+ r w gap (/ w 2))) (size sxy w infinity)
(material si_mat))
;Bottom waveguide
(make block
(center 0 (* -1 (+ r w gap (/ w 2)))) (size sxy w
infinity)
(material si_mat))
))

(set-param! resolution 80)
(set! pml-layers (list (make pml (thickness dpml))))

;-----Sources-----
(define theta (/ pi 4))
(define kx (* freqcen (sin theta)))
(set! k-point (vector3 kx 0 0))
(set! ensure-periodicity true)
(define (my-amp-func p)
(exp (* 0+2i pi kx (vector3-x p))))

(set! sources (list
(make source
(src (make gaussian-src (frequency freqcen) (fwidth (* 3
freq_width)) ))
(component Ez)
(size 0 w)

```

```

; (amp-func my-amp-func)
  (center (+ dpml (* -0.5 sxy)) (+ r w gap (/ w 2)) ) )
))

;-----Fluxes-----
;in flux
(define influx
  (add-flux freqcen freq_width flux_points
    (make flux-region
      (center (+ 1 dpml (* -0.5 sxy)) (+ r w gap (/ w 2)))
      (size 0 (* 2 w)) )))
;through flux
(define thflux
  (add-flux freqcen freq_width flux_points
    (make flux-region
      (center (- (* 0.5 sxy) dpml 1) (+ r w gap (/ w 2)))
      (size 0 (* 2 w)) )))
;drop flux
(define drflux
  (add-flux freqcen freq_width flux_points
    (make flux-region
      (center (+ 1 dpml (* -0.5 sxy)) (* -1 (+ r w gap (/ w
        2))))
      (size 0 (* 2 w)) )))

;-----Simulation-----
(use-output-directory (string-append odir
  (get-filename-prefix)))
(run-sources+
  (stop-when-fields-decayed 50 Ez (vector3 (- (* 0.5 sxy)
    dpml 1) (+ r w gap (/ w 2))) 1e-3)
  (at-beginning output-epsilon)
  (at-end output-efield-z)
; (at-every 40 (output-png Ez "-S3 -Zc dkbluered -a yarg -A
  $EPS"))
)

(display-fluxes influx thflux drflux)

```

Bibliography

- [1] Nabeil Abduljallil Abubaker Abujnah. Numerical modelling of optical micro-cavity ring resonators for wdm networks. 2012.
- [2] M. Bass, C. DeCusatis, J. Enoch, V. Lakshminarayanan, G. Li, C. MacDonald, V. Mahajan, and E. Van Stryland. *Handbook of Optics, Third Edition Volume IV: Optical Properties of Materials, Nonlinear Optics, Quantum Optics (set)*. Handbook of Optics. McGraw-Hill Education, 2009.
- [3] Javier Blasco Solbes. Desarrollo de aplicaciones basadas en la guía nanofotónica de silicio tipo ranura. 2011.
- [4] Johnnie Chan, Gilbert Hendry, Keren Bergman, and Luca P Carloni. Physical-layer modeling and system-level design of chip-scale photonic interconnection networks. *Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 30(10):1507–1520, 2011.
- [5] Lumerical. MODE Solutions, Getting Started. Technical report, 2009.
- [6] Massachusetts Institute of Technology. Meep Tutorial - AbInitio.
- [7] George T Paloczi. *Polymer integrated optics: device architectures and fabrication methods*. 2005.
- [8] Joseph Thomas Verdeyen. Laser electronics. 1989.
- [9] Amnon Yariv and Pochi Yeh. *Photonics: Optical Electronics in Modern Communications (The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering)*. Oxford University Press, Inc., 2006.