

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**

**FACULTAD DE CIENCIAS**



**TESIS**

**“DISEÑO DE UN DISPOSITIVO FOTODETECTOR DE  
BANDA ANCHA, ALTA RESPONSIVIDAD Y BAJO  
CONSUMO ENERGÉTICO EN UNA PLATAFORMA DE  
FOTÓNICA DE SILICIO”**

PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN FÍSICA

ELABORADA POR:

**CARLOS MARCELO RUBIN DE CELIS PÉREZ**

ASESORA

**DRA. RUTH ESTHER RUBIO NORIEGA**

**LIMA - PERÚ**

2024

## Resumen

Los sistemas ópticos de comunicación en centros de datos requieren altas velocidades de transferencia y menor consumo de energía. La industria demanda fotodetectores con alta sensibilidad, bajo costo y manufactura simple. Los dispositivos fotodetectores de germanio son una buena alternativa, ya que son compatibles con las guías de onda de silicio, no obstante, la fabricación de fotodetectores compactos requiere métodos de alto costo y de extrema complejidad, tales como litografía de haz de electrones. Es por eso que debemos hacer fotodetectores de mayor tamaño con longitudes entre los 2 y 100  $\mu\text{m}$ , y con ancho de sección transversal entre los 4 y 10  $\mu\text{m}$ ; los cuales son suficientemente grandes para ser fabricados por un método económico como litografía ultravioleta de 193 nm. Sin embargo, las guías de onda monomodo tienen un ancho de 0.5  $\mu\text{m}$  y una altura de 0.22  $\mu\text{m}$  para una ventana de transmisión óptica de 1550 nm, entonces para resolver este problema de interconexión entre fotodetectores de germanio y guías de onda de silicio, se emplean dispositivos de acoplamiento. En esta tesis desarrollamos un dispositivo convertidor de haz de geometría no trapezoidal de 32.1  $\mu\text{m}$  de longitud y con un coeficiente de transmisión -0.043 dB para la longitud de onda de 1550 nm. Este avance es muy importante ya que un dispositivo convertidor de haz de geometría trapezoidal con el mismo coeficiente de transmisión es 4.6 veces más grande en tamaño. Además, hemos aumentado el ancho de banda del dispositivo fotodetector sin alterar su geometría mediante la técnica de pico de ganancia, en la cual se logro un aumento del ancho de banda de 55.38%.

# Tabla de contenidos

<b>Resumen</b>	<b>I</b>
<b>Tabla de contenidos</b>	<b>II</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>IV</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>VIII</b>
<b>I. Introducción</b>	<b>1</b>
<b>II. Marco teórico</b>	<b>3</b>
2.1. Ecuaciones de Maxwell . . . . .	3
2.2. Ecuación de Helmholtz . . . . .	5
2.3. Índice de refracción . . . . .	7
2.4. Materiales . . . . .	7
2.4.1. Silicio sobre aislante . . . . .	8
2.4.2. Germanio sobre aislante . . . . .	9
2.4.3. Oro . . . . .	11
2.5. Condiciones de frontera . . . . .	12
2.5.1. PEC . . . . .	12
2.5.2. PMC . . . . .	15
2.5.3. PML . . . . .	18
2.6. Métodos de simulación numérica . . . . .	19
2.6.1. Método de expansión de modos propios - EME . . . . .	19
2.6.2. Método de Diferencias Finitas en el dominio del tiempo - FDTD . . . . .	20
2.7. Guías de onda . . . . .	21
2.7.1. Clasificación de las guías de onda dieléctricas . . . . .	21
2.7.2. Ecuaciones Fundamentales de las Guías de onda Dieléctricas . . . . .	23
2.7.3. Guía de onda de silicio sobre aislante . . . . .	27
2.7.4. Dispersión de las guías de onda . . . . .	27
2.7.5. Índice efectivo . . . . .	27
2.8. Fotodetectores . . . . .	32

2.8.1.	Fenómeno de absorción . . . . .	32
2.8.2.	Fotodiodos . . . . .	33
2.8.3.	Ingeniería de la estructura de bandas de germanio . . . . .	35
2.8.4.	Parámetros de desempeño de los fotodetectores . . . . .	36
2.9.	Circuitos Integrados Fotónicos . . . . .	40
2.10.	Interferómetro Mach Zehnder . . . . .	41
2.10.1.	Efecto Pockels . . . . .	43
2.11.	Modulador Mach Zehnder . . . . .	44
<b>III.</b>	<b>Diseño óptico del fotodetector</b>	<b>47</b>
3.1.	Análisis modal de la guía de germanio . . . . .	47
3.1.1.	Diferencias con el análisis modal SOI . . . . .	50
3.2.	Convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal . . . . .	52
3.2.1.	Necesidad del convertidor . . . . .	52
3.2.2.	Diseño de convertidor de tamaño de haz . . . . .	53
3.2.3.	Análisis de Error de fabricación . . . . .	60
<b>IV.</b>	<b>DISEÑO OPTOELECTRONICO DEL FOTODETECTOR</b>	<b>61</b>
4.1.	Modelo equivalente circuital del fotodetector . . . . .	61
4.1.1.	Cálculo de las dimensiones óptimas del dispositivo fotodetector . . . . .	63
4.1.2.	Cálculo de los parámetros del modelo circuital del fotodetector . . . . .	65
4.2.	Técnica de pico de ganancia (Gain PEAK) . . . . .	68
4.2.1.	Técnica del pico de ganancia - inductor Ideal . . . . .	69
4.2.2.	Técnica del pico de ganancia - Inductor Microstrip . . . . .	72
4.2.3.	Diseño del inductor . . . . .	74
4.3.	Análisis de Resultados . . . . .	77
<b>V.</b>	<b>Parte experimental - técnica del pico de ganancia</b>	<b>80</b>
5.1.	Primer experimento - caracterización del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector . . . . .	80
5.2.	Fabricación y caracterización del Inductor . . . . .	84
5.3.	Caracterización del sistema Mach Zehnder - fotodetector con el inductor adicional	87
5.3.1.	Análisis comparativo . . . . .	91
<b>A.</b>	<b>Ánexo</b>	<b>101</b>
1.1.	Código utilizado . . . . .	101

# Índice de figuras

2.1.	Índice de refracción del silicio en función de la longitud de onda [9] . . . . .	8
2.2.	Índice de refracción del dióxido de silicio en función de la longitud de onda , extraído de [11] . . . . .	9
2.3.	Índice de refracción del germanio[13] . . . . .	10
2.4.	Coefficiente de absorción del silicio y el germanio. [15] . . . . .	10
2.5.	Índice de refracción del Oro [17] . . . . .	11
2.6.	Distribución del campo eléctrico en un conductor eléctrico perfecto donde $\epsilon$ es la permitividad eléctrica del material y, $E_{t1}$ y $E_{n1}$ son las componentes tangen- ciales y normales del campo eléctrico.[19] . . . . .	13
2.7.	Componentes tangenciales del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - con- ductor eléctrico perfecto[19] . . . . .	13
2.8.	Componentes normales del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - conduc- tor eléctrico perfecto, <b>(a)</b> carga positiva, <b>(b)</b> carga negativa. [19] . . . . .	14
2.9.	a) Componentes del campo magnético en la interfaz dieléctrico - conductor eléctrico perfecto <b>(a)</b> componentes tangenciales, <b>(a)</b> componentes normales. [19]	15
2.10.	Distribución del campo magnético en un conductor magnético perfecto donde $\mu$ es la permeabilidad magnética del material y; $H_{t1}$ y $H_{n1}$ son las componentes tangenciales y normales del campo magnético . . . . .	15
2.11.	Componente tangencial del campo magnético en la interfaz dieléctrico - con- ductor magnético perfecto. . . . .	16
2.12.	Componente normal del campo magnético en la interfaz dieléctrico - conductor magnético perfecto, <b>(a)</b> carga positiva, <b>(b)</b> carga negativa . . . . .	16
2.13.	Componentes del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - conductor magné- tico perfecto, <b>(a)</b> componentes tangenciales, <b>(b)</b> componentes normales . . . . .	17
2.14.	Implementación de una interfaz PML entre un conductor perfecto y el vacío , cuyo interior contiene una fuente de ondas electromagnéticas . . . . .	19
2.15.	Celda cúbica para el cálculo del campo eléctrico y campo magnético mediante el método FDTD[23] . . . . .	20
2.16.	Guía de onda dieléctrica de geometría planar [24] . . . . .	22
2.17.	Guía de onda de Geometría rectangular, donde $h$ es la altura y $w$ es el ancho. [26]	22
2.18.	Guía de onda de geometría rectangular, con sus respectivas regiones: núcleo (región 1), revestimiento lateral (región 2), revestimiento horizontal (región 3) .	23

2.19. Distribución del campo eléctrico para los modos a) $E_{11}^x$ y b) $E_{11}^y$ [28] . . . . .	25
2.20. Guía de onda de núcleo de silicio de ancho constante $0.5 \mu m$ y altura $0.22 \mu m$ (a) Vista frontal (b) Vista tridimensional . . . . .	28
2.21. Distribución de la magnitud normalizada del modo TE de una guía de onda de Si y SiO <sub>2</sub> para un ancho de $0,5 \mu m$ . . . . .	29
2.22. Variación del índice efectivo en tres distintas longitudes de onda . . . . .	29
2.23. Guía de onda de Silicio de geometría trapezoidal . . . . .	30
2.24. Distribución de la magnitud normalizada del modo TE de una guía de onda de Si y SiO <sub>2</sub> para un ancho de $7 \mu m$ . . . . .	31
2.25. Variación del índice efectivo respecto al ancho de la guía de onda (w) . . . . .	31
2.26. Absorción [35] . . . . .	32
2.27. Estructura y distribución de cargas en un Fotodiodo tipo P-N . . . . .	34
2.28. Estructura y distribución de cargas en un Fotodiodo tipo P-I-N . . . . .	35
2.29. Estructura de Bandas: a) Arsenuro de Indio Galio b) Germanio . . . . .	36
2.30. Tiempo de subida y tiempo de bajada en el fotodetector cuando la señal de entrada es un pulso rectangular[42] . . . . .	39
2.31. Circuito fotónico de Silicio [40] . . . . .	40
2.32. Sección transversal de un foto diodo tomada con microscopio electrónico[4] . . . . .	41
2.33. Interferómetro de Mach Zehnder . . . . .	41
2.34. Modulador Mach Zehnder . . . . .	44
2.35. Zona de operación del modulador Mach Zehnder . . . . .	46
3.1. Vista tridimensional del fotodetector de Ge-Si . . . . .	48
3.2. Distribución del índice de refracción del fotodetector de Ge-Si en el plano YZ . . . . .	48
3.3. Distribución de la magnitud normalizada del campo eléctrico del fotodetector de Ge-Si (a) campo eléctrico en el plano XY en la posición $z=0.5 \mu m$ (b) campo eléctrico en el plano YZ en la posición $x=5 \mu m$ . . . . .	49
3.4. Comparación de la sección transversal de un fotodetector vertical de Ge-Si y una guía de onda de Si de geometría rectangular . . . . .	50
3.5. Comparación de la distribución del campo eléctrico en el fotodetector y en la guía de onda. . . . .	51
3.6. Esquemático del método propuesto. El convertidor de tamaño de haz de geome- tría trapezoidal, es dividido en 8 segmentos, cada segmento tiene un número de izquierda a derecha. Para cada segmento, definimos su longitud, su base mayor y base menor. . . . .	54
3.7. Coeficiente de transmisión en escala logarítmica vs longitud de segmento en micrómetros, la cual varía entre 1 a $100 \mu m$ . En base a las gráficas, el segmento s5 presenta el máximo local de mayor valor para la longitud de $13 \mu m$ . Además, los segmentos s1 y s8 son los segmentos con los valores más bajos de coeficiente de transmisión, menor a -4 dB y -2 dB respectivamente, por ende su influencia en el diseño final no es significativa . . . . .	55
3.8. Diseño del convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal de $32.1 \mu m$	56

3.9.	Comparación del Índice de refracción de los distintos convertidores de tamaño de haz, en el cual se puede apreciar los sectores definidos en la tabla 3.4 . . . . .	57
3.10.	Comparación de la distribución de la magnitud normalizada del campo eléctrico en los diferentes convertidores de tamaño de haz. . . . .	58
3.11.	Coefficiente de transmisión (dB) para tres modelos distintos de convertidores de tamaño de haz en distintas longitudes de onda . . . . .	59
3.12.	Análisis del error de fabricación para el dispositivo convertidor . . . . .	60
4.1.	Diseño 3D del dispositivo fotodetector, el cual está acoplado al convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal . . . . .	62
4.2.	Equivalente circuital del fotodetector . . . . .	62
4.3.	Ancho de banda a 3dB en función de la longitud del fotodetector de germanio de ancho $8\mu m$ y alto $0,5\mu m$ . . . . .	64
4.4.	Potencia absorbida en función de la longitud del fotodetector de germanio de ancho $8\mu m$ y alto $0,5\mu m$ . . . . .	64
4.5.	Sensitividad del dispositivo fotodetector en función del ancho del fotodetector . . . . .	65
4.6.	Sección transversal del fotodetector con la región de simulación de flujo de carga . . . . .	66
4.7.	Capacitancia del fotodetector en función del Voltaje de polarización . . . . .	67
4.8.	Corriente en función del voltaje de polarización directa en la vecindad de 1 V . . . . .	68
4.9.	Equivalente Circuital de un fotodetector de banda ancha acoplado a un inductor ideal . . . . .	69
4.10.	Equivalente circuital de un fotodetector de banda ancha acoplado a inductor microstrip . . . . .	73
4.11.	Inductor pequeño: <b>(a)</b> vista Superior del fotodetector, <b>(b)</b> vista lateral del fotodetector, <b>(c)</b> vista frontal del fotodetector <b>(d)</b> Distribución normalizada de la intensidad de campo eléctrico. . . . .	75
4.12.	Inductor grande: <b>(a)</b> vista Superior del fotodetector, <b>(b)</b> vista lateral del fotodetector, <b>(c)</b> Vista frontal del fotodetector <b>(d)</b> distribución normalizada de la intensidad de campo eléctrico . . . . .	76
4.13.	Dispositivo fotodetector completo, en donde se aprecian los 3 componentes principales, el convertidor de tamaño de haz, el fotodetector y el inductor. . . . .	77
4.14.	Modelo del equivalente circuital fotodetector-inductor realizado en el software CST . . . . .	78
4.15.	Gráfico de la función de transferencia vs frecuencia, donde apreciamos 3 gráficas distintas, <b>curva azul</b> fotodetector sin inductor, <b>curva roja</b> fotodetector con el inductor grande, <b>curva negra</b> fotodetector con el inductor pequeño . . . . .	79
5.1.	Esquema de conexiones y montaje del sistema modulador Mach-Zehnder - fotodetector . . . . .	81
(a).	Esquema de conexión del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector . . . . .	81

(b).	Montaje experimental: punto A. conexión fuente laser - modulador Mach Zehnder, punto B. conexión fuente de voltaje - modulador Mach Zehnder, punto C conexión SMU - fotodetector. . . . .	81
5.2.	Equivalente circuital del sistema Mach Zehnder - fotodetector . . . . .	82
5.3.	S21 vs frecuencia del sistema Modulador Mach Zehnder - fotodetector , la curva de color negro representa al parámetro s21 obtenido de la medición del VNA, la curva de color rojo representa al parámetro s21 obtenido del equivalente circuital . . . . .	83
5.4.	Diseño del inductor en el software CST . . . . .	84
(a).	Vista superior . . . . .	84
(b).	Vista lateral . . . . .	84
(c).	Distribución de campo eléctrico . . . . .	84
5.5.	Parámetro S21 de los equivalentes circuitales: la curva de color negro representa al sistema Mach Zehnder-fotodetector sin el inductor. La curva de color rojo, al sistema Mach Zehnder-fotodetector con el inductor simulado en CST . . . . .	85
5.6.	Vista superior del inductor fabricado . . . . .	85
5.7.	Caracterización del inductor . . . . .	86
(a).	Comparación de los parámetros s21: , la curva de color negro, representa a la medición del VNA del inductor fabricado: la curva de color rojo, la medición del inductor simulado en CST . . . . .	86
(b).	Equivalente circuital del inductor fabricado . . . . .	86
5.8.	Esquema de conexiones y montaje del sistema modulador Mach-Zehnder - fotodetector con el inductor . . . . .	88
(a).	Esquema de conexión del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector con el inductor . . . . .	88
(b).	Montaje experimental: punto A, conexión fuente laser - modulador Mach Zehnder, punto B, conexión fuente de voltaje - modulador Mach Zehnder, punto C conexión SMU - fotodetector. . . . .	88
5.9.	Equivalente circuital del sistema Mach Zehnder - fotodetector con el inductor . . . . .	89
5.10.	s21 vs frecuencia. la curva de color negro representa al parámetro s21 obtenido de la medición del VNA. la curva de color rojo representa al parámetro s21 obtenido del modelo circuital . . . . .	90
5.11.	Comparación del parámetro s21 del sistema modulador- fotodetector con el inductor (curva azul) y del sistema modulador- fotodetector sin el inductor (curva roja) . . . . .	91
(a).	s21 total desde 300 KHz a 12 GHz . . . . .	91
(b).	Zona donde se da el pico de ganancia . . . . .	91

# Índice de tablas

3.1.	Comparación de dispositivos acopladores de trabajos previos . . . . .	53
3.2.	Comparación de dispositivos fotodetectores de trabajos previos . . . . .	53
3.3.	Valores optimizados del coeficiente de transmisión $s_{21}$ . . . . .	56
4.1.	Artículos previos de distintos dispositivos que han aplicado la técnica de pico de ganancia . . . . .	69
4.2.	Comparación del valor de $ H(\omega_{max}) $ para los tres diferentes casos. . . . .	72
4.3.	Artículos previos de Fotodetectores que han empleado la técnica del pico de ganancia . . . . .	74
4.4.	Valores de los parámetros del modelo circuital real, para ambos inductores . . . . .	76
5.1.	Parámetros de configuración de los equipos . . . . .	82

# Capítulo I

## Introducción

El incremento de las velocidades de transmisión de los sistemas de comunicación óptica requiere tecnologías de interconexión novedosas en términos de materiales, integración, escalabilidad y eficiencia energética. Es por eso que los dispositivos de fotónica de silicio son considerados para la implementación de tales tecnologías debido a su baja atenuación, la cual minimiza las pérdidas de energía y su gran ancho de banda, el cual le permite alcanzar velocidades de transmisión altas y aprovechar al máximo el espectro óptico. Las tecnologías ideales para los sistemas de comunicaciones son aquellas capaces de lograr altas velocidades, compatibles con la tecnología CMOS y ser manufacturables con un alto rendimiento al momento de su producción en serie. A partir del 2018 [1] las grandes empresas de computación están planificando un despliegue a gran escala de dispositivos de interconexión óptica basados en fotónica de silicio con el fin de complementar el hardware electrónico tradicional. La industria de la fotónica de silicio alcanzó un valor promedio de 374 millones de dólares en el 2019 [2] y se proyecta que se incremente hasta los 1132 millones de dólares para el 2025.

Según Agrell y otros [3], se requiere un menor consumo energético y de altas tasas de transmisión en los subsistemas de receptores de comunicaciones ópticas, por lo tanto es necesario implementar dispositivos fotodetectores de alta sensibilidad. Estos fotodetectores se componen de fotodiodos que pueden estar basados en germanio y elementos de los grupos III-A y V-A que tienen la cualidad de absorber la luz en las longitudes de onda de comunicaciones ópticas (de 1450 nm a 1650 nm). Sin embargo, por lo expuesto líneas arriba, su importante integración sobre una plataforma de fotónica de silicio todavía sigue siendo desafiante. En este contexto, algunos grupos de investigación han propuesto fotodiodos; por ejemplo Going, R y otros [4] propuso un fotodiodo con 0.95 A/W de responsividad para la longitud de onda infrarroja de 1550 nm, 6 nA de corriente oscura con -1 V de polarización inversa y un ancho de banda de 9 GHz; con menos de 4 fF (femtofaradios) de capacitancia; Novack y col. [5] propusieron una compensación del comportamiento capacitivo del fotodiodo por medio de una línea de transmisión inductiva consiguiendo un ancho de banda de 60 GHz con 0.75 A/W de responsividad y 3  $\mu$ A de corriente oscura. En este trabajo se explorarán principalmente los modelos de dopaje y circuitos de compensación en regímenes desde DC hasta las ondas milimétricas usando media compleja para lograr aumentar el ancho de banda de los fotodetectores de germanio sobre silicio.

# Capítulo II

## Marco teórico

En este capítulo, se presenta toda la teoría para el desarrollo de este trabajo de tesis. Los temas a tratar incluyen, la teoría electromagnética basada en las ecuaciones de Maxwell, las propiedades ópticas de los materiales utilizados en el diseño de nuestro dispositivo, los métodos de simulación numérica aplicados, el principio de funcionamiento de las guías de onda dieléctricas, los parámetros de desempeño de los fotodetectores y los circuitos fotónicos integrados.

### 2.1. Ecuaciones de Maxwell

La propagación de ondas electromagnéticas en una guía de onda dieléctrica puede ser descrita utilizando las ecuaciones de Maxwell. Estas ecuaciones, describen las relaciones entre el campo eléctrico  $\mathbf{E}$ , el campo magnético  $\mathbf{H}$ , las densidades de corriente  $\mathbf{J}$  y las densidades de carga  $\rho$  en cualquier punto del espacio y tiempo [6]

Las cuatro ecuaciones fundamentales de Maxwell, en su forma diferencial, para un medio con cargas en movimiento y sin fuentes magnéticas son:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

donde:

$\vec{E}$  representa la intensidad del campo eléctrico.

$\vec{H}$  representa la intensidad del campo magnético.

$\vec{D}$  representa la densidad del flujo del campo eléctrico.

$\vec{B}$  representa la densidad del flujo del campo magnético.

$\vec{J}$  representa la densidad de corriente eléctrica.

$\mu$  representa la permeabilidad magnética del medio.

$\epsilon$  representa la permitividad eléctrica del medio.

$\rho$  representa la densidad de carga eléctrica distribuida en un volumen.

La ecuación (2.1) corresponde a la ley de Faraday, la cual nos indica que en un circuito, un flujo de campo magnético variable en el tiempo genera una fuerza electromotriz y por ende un campo eléctrico en ese circuito. La ecuación (2.2) corresponde a la ley de Ampere generalizada, la cual nos indica que una corriente y un campo eléctrico que varía con el tiempo produce un campo magnético. Además, las ecuaciones (2.3) y (2.4) corresponden a la ley de Gauss, la cual nos indica la relación entre el flujo del respectivo campo, sobre una superficie cerrada que encierra una carga. Para el campo eléctrico las líneas de campo eléctrico empiezan y terminan

en cargas diferentes, pero para el campo magnético no es posible, por eso las líneas de campo magnético siempre son cerradas y su divergencia es cero.

También existen dos ecuaciones lineales que relacionan las intensidades del campo eléctrico y campo magnético, con sus respectivas densidades de flujo [6].

$$\vec{B} = \mu * \vec{H} \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon * \vec{E} \quad (2.6)$$

## 2.2. Ecuación de Helmholtz

Del inciso anterior, las ecuaciones de Maxwell (2.1) y (2.2) son ecuaciones diferenciales acopladas. Es por eso que podemos resolver este sistema de ecuaciones en el vacío y para un medio libre de cargas eléctricas [6].

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.10)$$

Aplicamos el operador rotacional a las ecuaciones 2.7 y 2.8

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla \times \left( -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) = -\frac{(\nabla \times \mu_0 \vec{H})}{\partial t} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.11)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{H}) = \nabla \times \left( -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = -\epsilon_0 \frac{(\nabla \times \vec{E})}{\partial t} = -\epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (2.12)$$

Usamos la identidad vectorial :  $\nabla \times (\nabla \times \vec{V}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{V}) - \nabla^2(\vec{V})$ .

Como  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  y  $\nabla \cdot \vec{H} = 0$  :

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \nabla^2(\vec{E}) = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} - \nabla^2(\vec{H}) = 0 \quad (2.14)$$

donde c representa la velocidad de la luz en el vacío y su valor es :  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 2,99792458 \times 10^8 \frac{m}{s}$ .

Para un medio distinto al vacío, debemos tener en cuenta que la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética pueden ser calculadas en función de los valores correspondientes al vacío, es por eso que se definen la permitividad eléctrica relativa  $\epsilon_r$  y la permeabilidad magnética relativa  $\mu_r$  mediante las siguientes ecuaciones:

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (2.15)$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (2.16)$$

Por lo tanto la velocidad de propagación de la onda electromagnética en el medio se define mediante la ecuación:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \quad (2.17)$$

## 2.3. Índice de refracción

Es un parámetro que relaciona la velocidad de propagación de la onda electromagnética en el medio, respecto a la velocidad de propagación en el vacío, se denota con la letra  $n$  y se deriva de la ecuación 2.18

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

Finalmente:

$$n = \frac{c}{v_p} = \sqrt{\mu_r\epsilon_r} \quad (2.19)$$

Debemos tener en cuenta que  $\mu_r$  tiene el valor de 1 para materiales no ferromagnéticos. Adicionalmente, debido a que la permitividad eléctrica tiene componente imaginaria para determinadas frecuencias, el índice de refracción será un número complejo, entonces se redefine mediante la ecuación:

$$n^* = n + ik \quad (2.20)$$

Entonces, si el índice de refracción tiene una parte real y compleja  $n + ik$ , esta última viene a ser el coeficiente de atenuación del material  $k$ , el cual nos indica que tanto se va a atenuar una onda electromagnética que incide en este material [7].

## 2.4. Materiales

En esta sección, describiremos todos los materiales que vamos a utilizar en el diseño del dispositivo fotodetector de amplio ancho de banda.

### 2.4.1. Silicio sobre aislante

#### Silicio

El silicio es un metaloide semiconductor cuya propiedad es ser transparente en la banda de comunicaciones ópticas [8] , entre los 1600 y 1100 nm. La caracterización del índice de refracción del silicio que vamos a utilizar fue hecha por Schinke y otros [9], la cual está mostrada en la figura 2.1. El Silicio, presenta un alto índice de refracción, con un valor promedio de 3.477 para una longitud de onda de 1550 nm [10], por ende es utilizado como núcleo en las guías de onda.

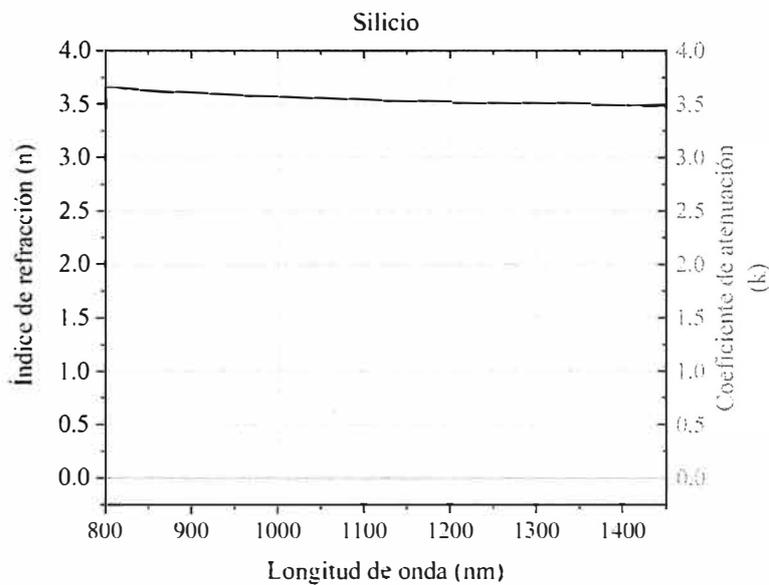


Figura 2.1: Índice de refracción del silicio en función de la longitud de onda [9]

#### Óxido de silicio

El dióxido de silicio es un compuesto de fórmula  $SiO_2$ . La caracterización del índice de refracción del óxido de silicio que vamos a utilizar fue hecha por Lemarchand y otros [11], como se muestra en la figura 2.2.

Presenta un índice de refracción más bajo que el silicio puro, con un valor promedio de 1.457 en la longitud de onda de 1550 nm [11] . Por ende es utilizado como revestimiento en las guías de onda para aplicaciones de comunicaciones ópticas.

A diferencia del Silicio y Germanio, la parte compleja del índice de refracción ( $k$ ) es nula, para las ondas electromagnéticas cuyas longitudes de onda están comprendidas entre los 800 nm y 1800 nm.

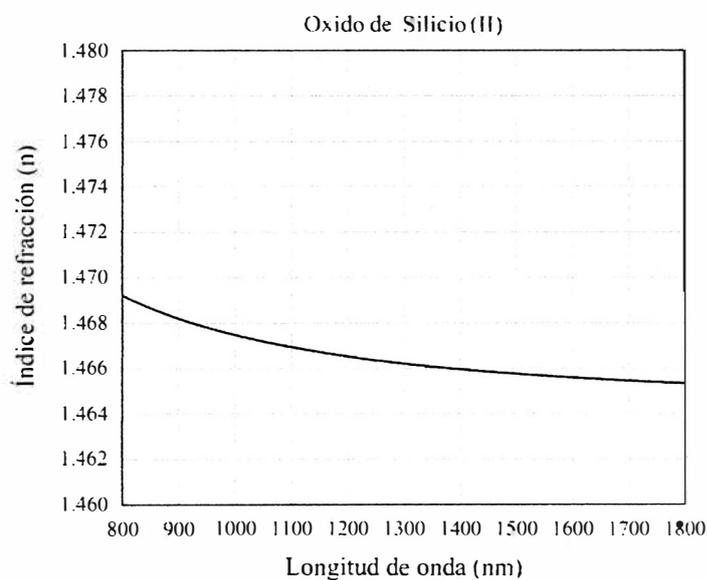


Figura 2.2: Índice de refracción del dióxido de silicio en función de la longitud de onda , extraído de [11]

## 2.4.2. Germanio sobre aislante

El germanio es un metaloide muy utilizado en electrónica de estado sólido y dispositivos ópticos [12]. La caracterización del índice de refracción del germanio que vamos a utilizar fue hecha por Nunley y otros [13], que se muestr en la figura 2.3. El Ge es dispersivo y presenta un alto índice de refracción, con un valor promedio de 4.25. A diferencia del Silicio, el Germanio

tiene una banda de absorción entre los 1000 y 1500 nm[14], mostrado en la figura 2.4, la cual genera fotocorriente y lo hace ideal para aplicaciones de fotodetectores en comunicaciones ópticas.

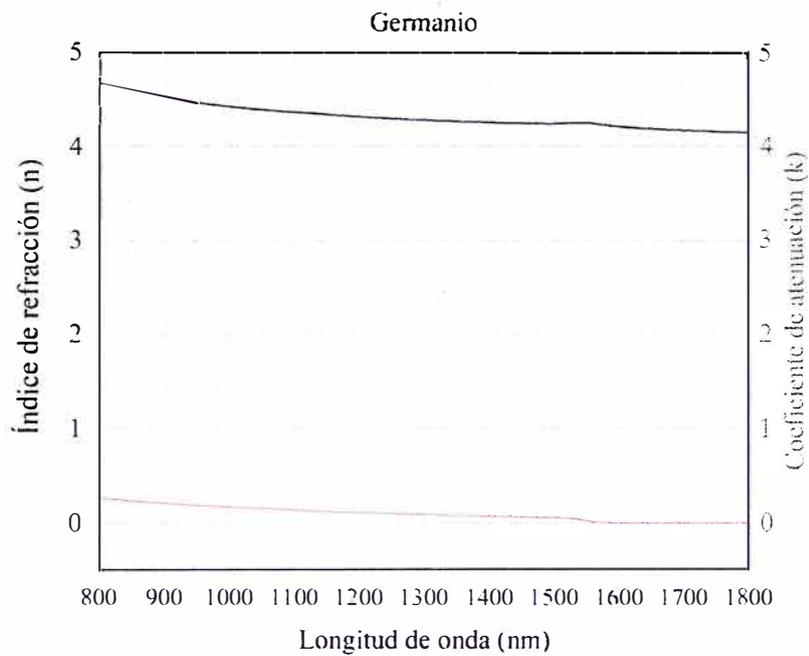


Figura 2.3: Índice de refracción del germanio[13]

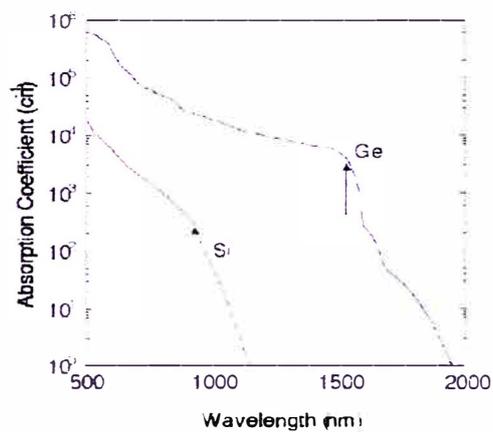


Figura 2.4: Coeficiente de absorción del silicio y el germanio. [15]

Este metaloide se puede depositar sobre el silicio mediante el método de deposición química de vapor, lo cual lo hace compatible y fácil de integrar con la plataforma de silicio sobre aislante. También, es compatible con la tecnología CMOS (del inglés *complementary metal-oxide-semiconductor*, en español Semiconductor Complementario de Oxido-Metal) [15] y es posible su producción en masa.

### 2.4.3. Oro

Metal de número atómico 79, es un metal denso y de color amarillento, es clasificado como un metal pesado y noble [16]. Es muy empleado en nanotecnología y electrónica por su elevada conductividad eléctrica. La caracterización del índice de refracción que vamos a utilizar fue hecha por Johnson and Christy [17], como se muestra en la figura 2.5.

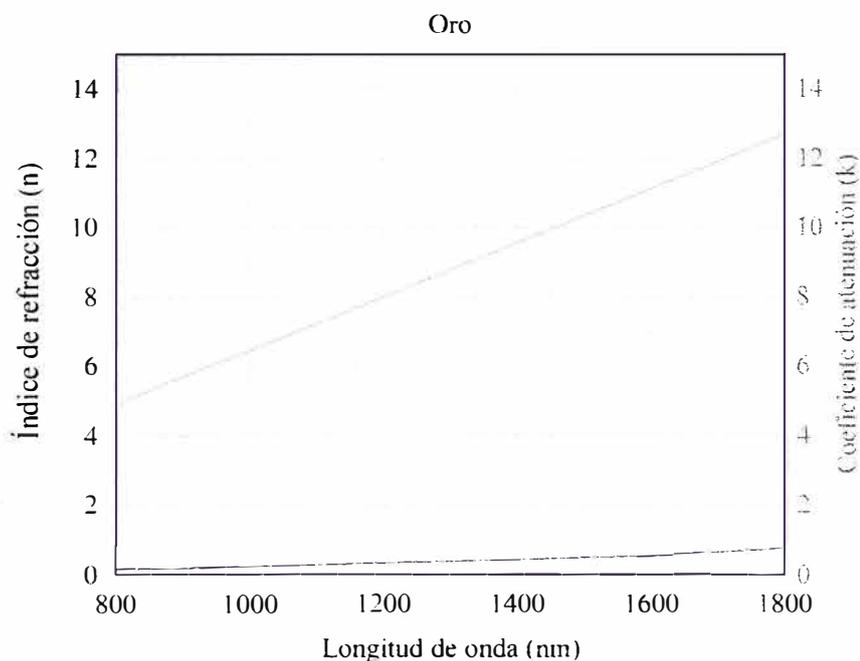


Figura 2.5: Índice de refracción del Oro [17]

## 2.5. Condiciones de frontera

En la naturaleza, las ondas electromagnéticas viajan a través de diferentes medios materiales; cuando una onda electromagnética en un medio 1, incide en un medio 2, una parte de la onda es reflejada y otra parte de la onda es transmitida al segundo medio [18]. Es por eso que debemos definir las condiciones de frontera, que van a regir el comportamiento de las componentes de campo eléctrico y campo magnético de la Onda electromagnética.

### 2.5.1. PEC

PEC, del inglés *Perfect electric conductor*, representa a una condición de frontera la cual es un metal conductor perfecto con resistencia cero. Analizaremos las componentes de campo eléctrico y campo magnético que se presentan en la interfaz dieléctrico - Conductor eléctrico perfecto.

#### Campo eléctrico

El campo eléctrico en una superficie puede ser descompuesto en dos partes, una componente Tangencial  $E_{t1}$  y en una componente Normal  $E_{n1}$ . [19], como se puede apreciar en la figura 2.6

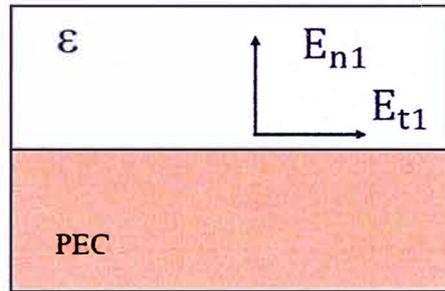


Figura 2.6: Distribución del campo eléctrico en un conductor eléctrico perfecto donde  $\epsilon$  es la permitividad eléctrica del material y  $E_{t1}$  y  $E_{n1}$  son las componentes tangenciales y normales del campo eléctrico.[19]

### Componente Tangencial

En este caso, se van a producir cargas opuestas en la superficie del metal y por ende se va a generar un campo eléctrico opuesto, por lo tanto el campo eléctrico  $E_{t1} = 0$ , como se puede apreciar en la figura 2.7

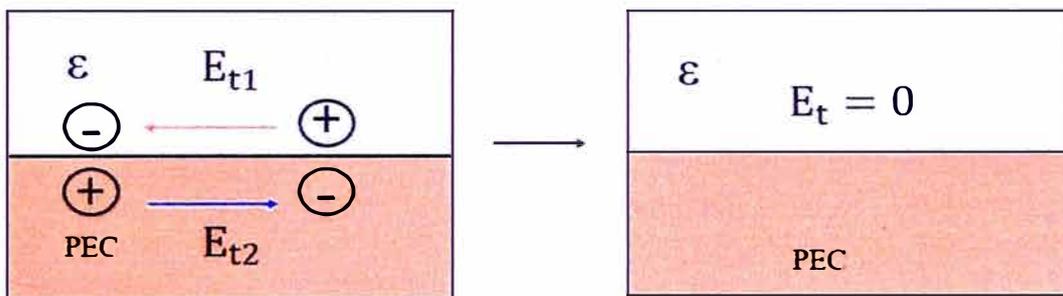


Figura 2.7: Componentes tangenciales del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - conductor eléctrico perfecto[19]

## Componente normal

En este caso, las cargas se acumulan en la superficie, la cual va a producir un campo eléctrico perpendicular a la superficie, como se puede apreciar en la figura 2.8

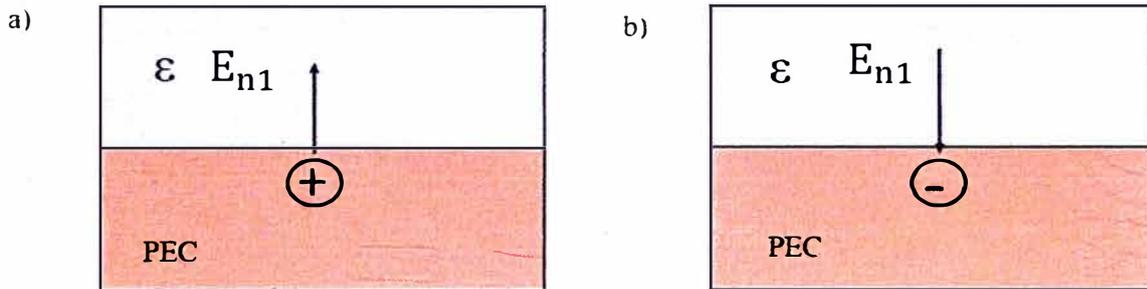


Figura 2.8: Componentes normales del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - conductor eléctrico perfecto, (a) carga positiva, (b) carga negativa. [19]

## Campo magnético

En este caso, las componentes tangenciales del campo magnético son iguales, siempre y cuando no existan corrientes superficiales, si existe una corriente superficial  $\vec{K}$ , la relación entre las componentes tangenciales es:

$$\vec{H}_{t1} - \vec{H}_{t2} = \vec{K} \quad (2.21)$$

En cambio, para las componentes normales del campo magnético se relacionan con las siguientes ecuaciones:

$$\vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2} \quad (2.22)$$

$$\mu_1 \vec{H}_{n1} = \mu_2 \vec{H}_{n2} \quad (2.23)$$

En la figura 2.9, podemos apreciar ambas componentes del campo magnético.

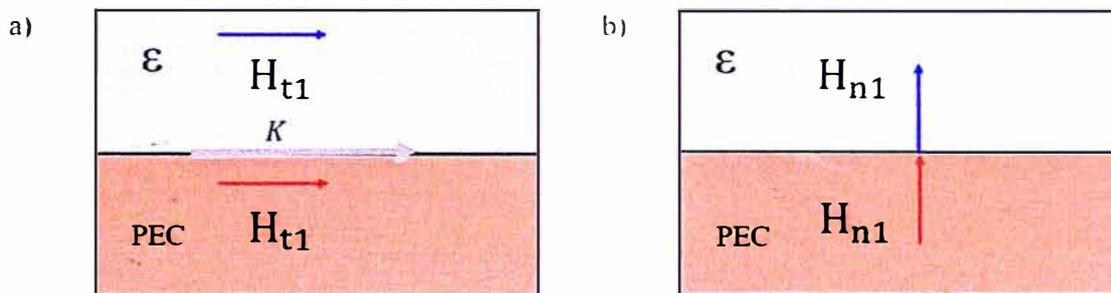


Figura 2.9: a) Componentes del campo magnético en la interfaz dieléctrico - conductor eléctrico perfecto (a) componentes tangenciales, (a) componentes normales. [19]

## 2.5.2. PMC

PMC viene del inglés *perfect magnetic conductor*, representa a una condición de frontera entre un material dieléctrico y un metal conductor magnético perfecto [6]. De manera similar al PEC, En este caso el campo magnético tiene dos componentes una tangencial  $H_{t1}$  y  $H_{n1}$  una normal, como se puede apreciar en la figura 2.10

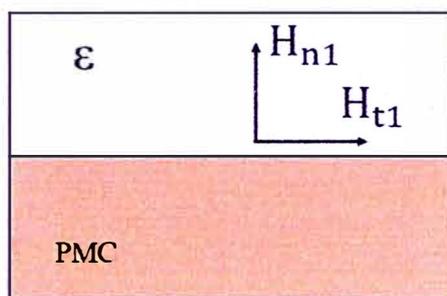


Figura 2.10: Distribución del campo magnético en un conductor magnético perfecto donde  $\mu$  es la permeabilidad magnética del material y:  $H_{t1}$  y  $H_{n1}$  son las componentes tangenciales y normales del campo magnético

### Componente tangencial

En este caso, se van a producir cargas magnéticas opuestas en la superficie del metal y por ende se va a generar un campo magnético opuesto, por lo tanto el campo magnético  $H_{t1} = 0$ .

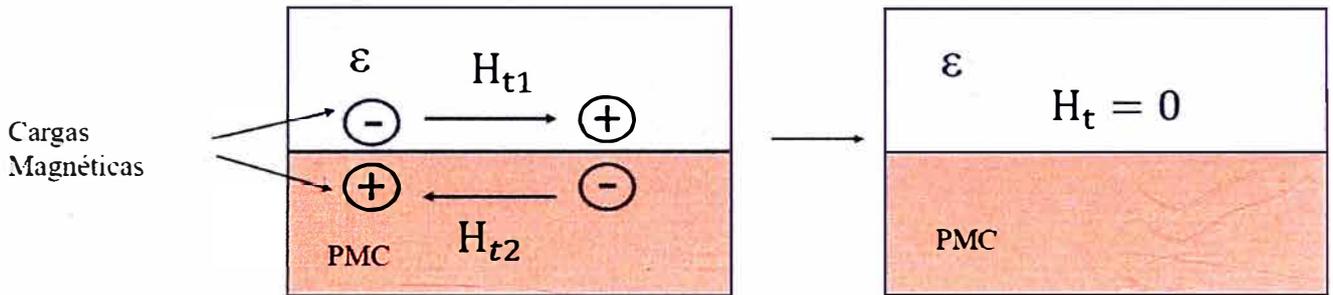


Figura 2.11: Componente tangencial del campo magnético en la interfaz dieléctrico - conductor magnético perfecto.

### Componente Normal

En este caso, las cargas "magnéticas" se acumulan en la superficie, la cual va a producir un campo magnético perpendicular.

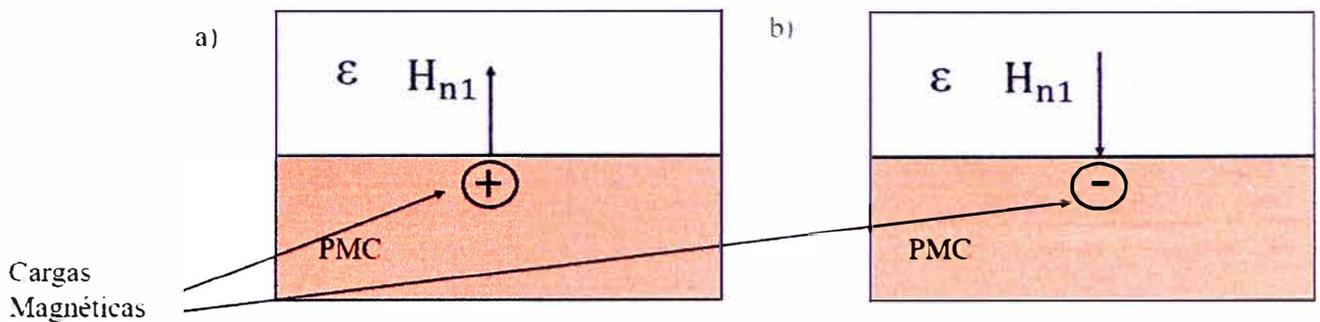


Figura 2.12: Componente normal del campo magnético en la interfaz dieléctrico - conductor magnético perfecto, (a) carga positiva, (b) carga negativa

## Campo Eléctrico

Las componentes tangenciales del campo eléctrico son iguales, siempre y cuando no existan corrientes superficiales, si existe una corriente superficial magnética  $\vec{M}_s$  la relación entre las componentes tangenciales es:

$$\vec{E}_{t1} - \vec{E}_{t2} = \vec{M}_s \quad (2.24)$$

En cambio, para las componentes normales del campo magnético se relacionan con la siguientes ecuaciones:

$$\vec{D}_{n1} = \vec{D}_{n2} \quad (2.25)$$

$$\epsilon_1 \vec{E}_{n1} = \epsilon_2 \vec{E}_{n2} \quad (2.26)$$

En la figura 2.13 , podemos apreciar ambas componentes del campo eléctrico.

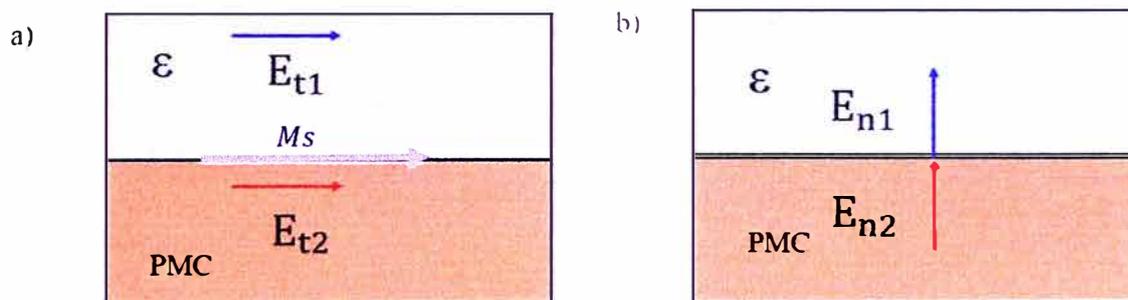


Figura 2.13: Componentes del campo eléctrico en la interfaz dieléctrico - conductor magnético perfecto, (a) componentes tangenciales, (b) componentes normales

### 2.5.3. PML

PML, del inglés Perfect Matched Layer es una técnica de simulación del espacio libre, basada en el uso de un material absorbente especialmente diseñado para absorber las ondas electromagnéticas sin reflexiones, para todas las frecuencias y todos los ángulos de incidencia [20]. Describimos la formulación matemática de esta técnica:

Para el modo transversal eléctrico consideremos una onda electromagnética cuya componente de campo eléctrico solo está en los ejes x e y. Entonces, nuestra onda electromagnética solo tiene tres componentes y las ecuaciones de Maxwell (ley de Ampere-Maxwell y Ley de Faraday-lenz) se reducen a tres ecuaciones. Para el caso más general, el material PML es un medio con conductividad eléctrica  $\sigma$  y conductividad magnética  $\sigma^*$  y las ecuaciones son:

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.27)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.28)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2.29)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío y  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica del vacío.

Si la condición se cumple

$$\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (2.30)$$

Entonces la impedancia del material es igual a la del vacío y no se producirán reflexiones cuando una onda plana se propaga a través de una interfaz vacío-material. En la figura 2.14, podemos apreciar una condición de frontera PML de color azul, que acopla un material Conductor perfecto (color dorado) con el vacío (color blanco), cuyo interior tiene una fuente de propagación de ondas electromagnéticas.

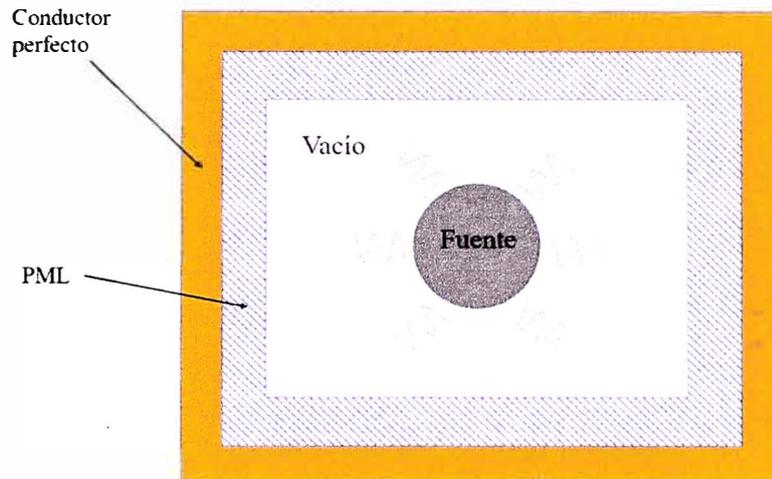


Figura 2.14: Implementación de una interfaz PML entre un conductor perfecto y el vacío , cuyo interior contiene una fuente de ondas electromagnéticas

En base a la ecuación 2.24, cabe mencionar que esto solo es posible implementarlo computacionalmente.

## 2.6. Métodos de simulación numérica

En este trabajo de tesis hemos empleado el método de Diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) y el método de expansión de modos propios (EME). El software empleado es Ansys Lumerical que es ampliamente utilizado para el diseño de dispositivos fotónicos.

### 2.6.1. Método de expansión de modos propios - EME

El método de expansión de modos propios, permite resolver las ecuaciones de Maxwell en determinados casos donde las ondas electromagnéticas se propagan en una sola dirección, con la condición de que el índice de refracción no varíe en la dirección de propagación [21]. Para el caso donde la propagación es en el eje Z, la ecuación del campo eléctrico es:

$$\vec{E}(x, y, z) = \epsilon_m(x, y)e^{i\beta_m z} \quad (2.31)$$

Entonces se aprecia que solo hay dependencia armónica en el eje Z, por ende mediante el método EME es posible calcular las ecuaciones de Maxwell de Manera eficiente y mucho más rápida que el método FDTD.

### 2.6.2. Método de Diferencias Finitas en el dominio del tiempo - FDTD

El método de diferencias finitas en el dominio del tiempo, nos permite resolver las ecuaciones de Maxwell y nos permite calcular el campo eléctrico y el campo magnético en las tres dimensiones dentro de una malla cúbica [22], como se muestra en la figura 2.15. A diferencia del método EME, el método FDTD nos permite resolver las ecuaciones de Maxwell para ondas electromagnéticas que se propagan en todas las direcciones. Este método es muy robusto, debido a que permite determinar los efectos del scattering, transmisión y reflexión. Los resultados de este método siempre son en el dominio del tiempo pero es posible obtenerlos en el dominio de la frecuencia mediante herramientas como la transformada rápida de Fourier.

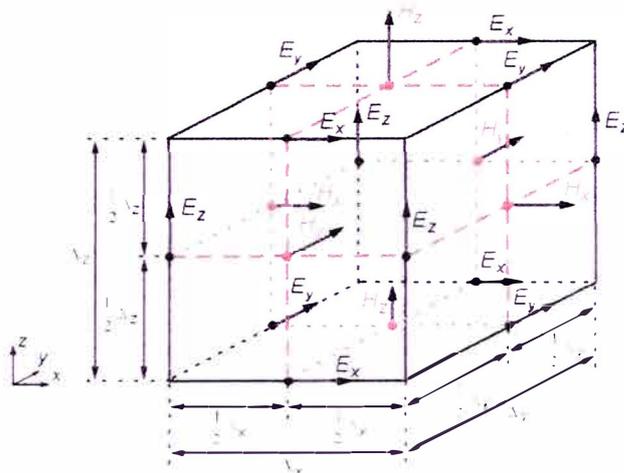


Figura 2.15: Celda cúbica para el cálculo del campo eléctrico y campo magnético mediante el método FDTD[23]

## 2.7. Guías de onda

Las guías de onda [24] son estructuras que se utilizan para confinar ondas electromagnéticas en una determinada región con la finalidad que estas ondas se propaguen en una dirección. Existen dos tipos guías de onda, las guías de onda de materiales conductores, las cuales se emplean en comunicaciones por microondas y las guías de onda dieléctrica, las cuales se emplean en comunicaciones ópticas.

### 2.7.1. Clasificación de las guías de onda dieléctricas

Las guías de onda dieléctrica se basan en el fenómeno de reflexión interna total [25], en el cual una onda electromagnética que se propaga en un medio con alto índice de refracción, se refleja totalmente si incide sobre un medio con menor índice de refracción en ángulo determinado. Este ángulo se puede calcular con la ley de Snell.

Estas guías están conformadas por dos regiones: una región de alto índice de refracción llamada núcleo en el cual la onda electromagnética viaja confinada; y una región de bajo índice de refracción llamada revestimiento [24]. Existen dos tipos:

**Guía de onda de geometría planar (slab):** En esta guía de onda el revestimiento está sobre el núcleo en un eje, el confinamiento de la onda electromagnética solo se da en una dirección. Se utilizan principalmente para guiar láseres de alta potencia. Su geometría se muestra en la figura 2.16

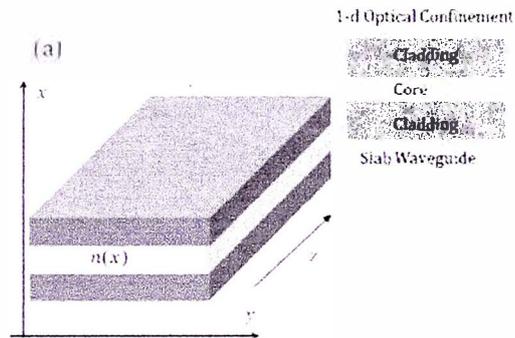


Figura 2.16: Guía de onda dieléctrica de geometría planar [24]

**Guía de onda de geometría rectangular [26]** En esta guía de onda el revestimiento envuelve totalmente al núcleo y la onda electromagnética es confinada en dos direcciones. Su geometría se muestra en la figura 2.17

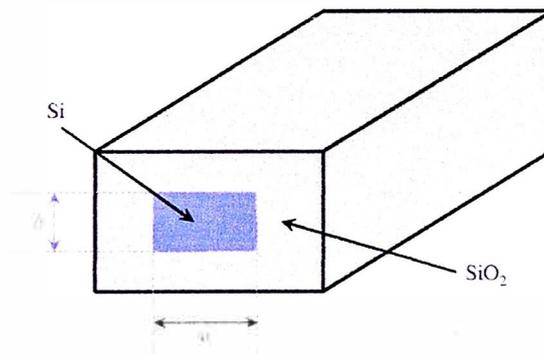


Figura 2.17: Guía de onda de Geometría rectangular, donde  $h$  es la altura y  $w$  es el ancho. [26]

## 2.7.2. Ecuaciones Fundamentales de las Guías de onda Dieléctricas

Procederemos a describir las ecuaciones del campo eléctrico y campo magnético que rigen el comportamiento de una guía de onda rectangular, basándonos en el método de Marcatilli [27]. En la figura 2.18, apreciamos una guía de onda rectangular, en donde se distinguen tres regiones diferentes; el núcleo (región 1), el cual tiene como dimensiones  $2a$  de ancho y  $2d$  de alto, revestimientos laterales (región 2) y revestimientos verticales (región 3). Cabe mencionar que podemos obviar los campos electromagnéticos en las zonas de revestimiento (color Gris), debido a que los modos guiados decaen en estas zonas, por lo tanto no se va a analizar las condiciones de frontera en esa región.

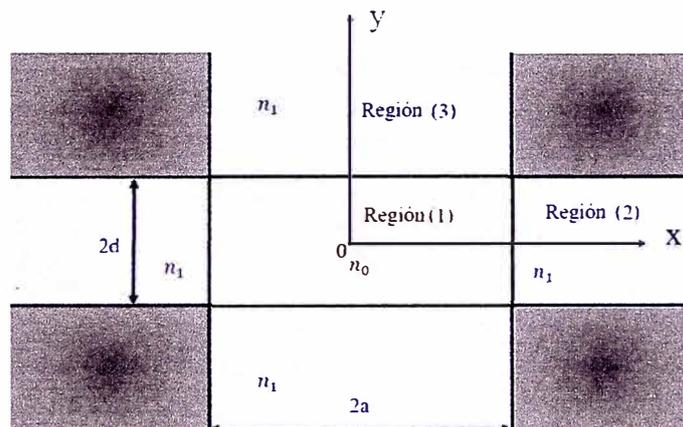


Figura 2.18: Guía de onda de geometría rectangular, con sus respectivas regiones: núcleo (región 1), revestimiento lateral (región 2), revestimiento horizontal (región 3)

Las ecuaciones de onda para el primer modo en las en donde  $E_x$  y  $H_y$  son predominantes.

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + (k^2 n^2 - \beta^2) H_y = 0 \quad (2.32)$$

Debemos tener en cuenta que  $H_x = 0$

$$\begin{cases} H_x = 0 \\ E_x = \frac{\omega\mu_0}{\beta} H_y + \frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} \\ E_y = \frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \frac{\partial^2 H_y}{\partial x \partial y} \\ E_z = \frac{-j}{\omega\epsilon_0 n^2} \frac{\partial H_y}{\partial x} \\ H_z = \frac{-j}{\beta} \frac{\partial H_y}{\partial y} \end{cases} \quad (2.33)$$

Entonces podemos definir las soluciones que van a satisfacer a la ecuación de onda:

$$H_y = \begin{cases} A \cos(k_x x - \phi) \cos(k_y y - \psi) & \text{Region (1)} \\ A \cos(k_x a - \phi) e^{-\gamma_x(x-a)} \cos(k_y y - \psi) & \text{Region (2)} \\ A \cos(k_x x - \phi) e^{-\gamma_y(y-d)} \cos(k_y d - \psi) & \text{Region (3)} \end{cases} \quad (2.34)$$

En la Región (1), la onda esta limitada en ambos ejes (x e y), en cambio en la región (2) , se presenta una atenuación exponencial en el eje x y como la región empieza en x=a, la atenuación tendrá la forma  $e^{-\gamma_x(x-a)}$ . De manera similar en la región (3) , se presenta una atenuación exponencial en el eje y, y como la región empieza en y=d, la atenuación tendrá la forma  $e^{-\gamma_y(y-d)}$ . Los números de onda  $k_x, k_y, \gamma_x$  y  $\gamma_y$  y las fases ópticas  $\phi$  y  $\psi$  se relacionan mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} -k_x^2 - k_y^2 + k^2 n_1^2 - \beta^2 = 0 & \text{Region (1)} \\ \gamma_x^2 - k_y^2 + k^2 n_0^2 - \beta^2 = 0 & \text{Region (2)} \\ -k_x^2 + \gamma_y^2 + k^2 n_0^2 - \beta^2 = 0 & \text{Region (3)} \end{cases} \quad (2.35)$$

y

$$\begin{cases} \phi = (p-1)\frac{\pi}{2}, & (p = 1, 2, \dots) \\ \psi = (q-1)\frac{\pi}{2}, & (q = 1, 2, \dots) = 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

Según la ecuación 2.23 el modo mínimo permitido para una guía de onda rectangular es cuando  $p = 1$  y  $q = 1$ , entonces tendremos el modo  $E_{pq}^x$  en la cual la componente de campo eléctrico es paralela al eje x y el modo  $E_{pq}^y$  en la cual la componente de campo eléctrico es paralela al eje y.

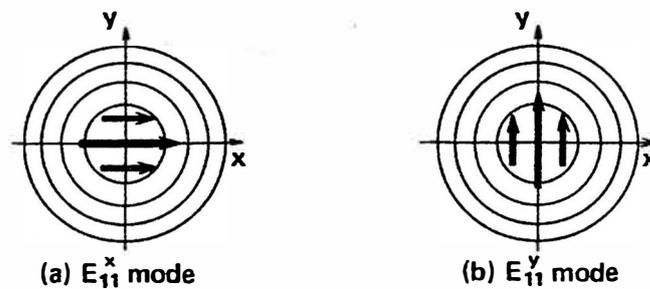


Figura 2.19: Distribución del campo eléctrico para los modos a)  $E_{11}^x$  y b)  $E_{11}^y$  [28]

Del gráfico 2.19, podemos apreciar que el modo  $E_{11}^x$  tiene un máximo paralelo al eje x, y el modo  $E_{11}^y$  tiene un máximo paralelo al eje y. Cabe mencionar que las ecuaciones de onda para los modos en donde  $E_y$  y  $H_x$  son predominantes, son duales.

### Cálculo de Potencia

El cálculo de la potencia en las guías de onda dieléctrica, está basado en las ecuaciones de Maxwell [29]. Partimos de la ley de Ampere modificada:

$$\vec{J} = \nabla \times \vec{H} - \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.37)$$

Para obtener la densidad de Energía por volumen, multiplicamos por el Campo eléctrico E.

$$\vec{E} \cdot \vec{J} = \vec{E} \cdot (\nabla \times \vec{H}) - \epsilon \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.38)$$

Empleamos la identidad.

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) = \vec{H} \cdot (\nabla \times \vec{E}) - \vec{E} \cdot (\nabla \times \vec{H}) \quad (2.39)$$

Substituimos en la ecuación 2.20:

$$\vec{E} \cdot \vec{J} = \vec{H} \cdot (\nabla \times \vec{E}) - \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) - \epsilon \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.40)$$

Nos damos cuenta que la expresión  $\nabla \times E$  corresponde a la Ley de Faraday:

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.41)$$

Substituimos en la ecuación 2.33:

$$\vec{E} \cdot \vec{J} = -\mu \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \epsilon \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) \quad (2.42)$$

Podemos reescribir:

$$-\mu \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad \text{y} \quad -\epsilon \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.43)$$

Aplicamos la integral y finalmente obtenemos:

$$\int \vec{E} \cdot \vec{J} dV = -\frac{\partial}{\partial t} \int \left( \left[ -\mu \frac{\vec{H}^2}{2} - \epsilon \cdot \frac{\vec{E}^2}{2} \right] dV \right) - \int \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) dV \quad (2.44)$$

Aplicamos el teorema de Gauss para la divergencia y reescribimos :

$$\int (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S} = -\frac{\partial}{\partial t} \left( \int \left[ -\mu \frac{\vec{H}^2}{2} - \epsilon \cdot \frac{\vec{E}^2}{2} \right] dV \right) - \int \vec{E} \cdot \vec{J} dV \quad (2.45)$$

donde  $\int (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S}$  representa el Flujo de energía del campo electromagnético sobre una Superficie "S". Entonces, el Vector de Poynting se define como la densidad del flujo de energía de una onda electromagnética, por unidad de área.

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.46)$$

El cálculo de la transmitancia en los resultados de este trabajo se basa en la normalización de la potencia calculada sobre un modo de guía de onda determinado.

### 2.7.3. Guía de onda de silicio sobre aislante

Las guías de onda de silicio sobre aislante, son aquellas que están compuestas de un núcleo de silicio y un revestimiento de un material aislante, mayormente dióxido de silicio SiO<sub>2</sub>. [30] En adelante se usarán este tipo de guías

### 2.7.4. Dispersión de las guías de onda

Las guías de onda dieléctricas presentan dispersión debido a la variación del índice de refracción respecto a las longitudes de onda de las ondas electromagnéticas que se propagan en el núcleo [31], la cual genera variación en la velocidad de grupo.

### 2.7.5. Índice efectivo

El índice efectivo [32], relaciona la constante de fase  $\beta$  de un modo de una guía de onda con la longitud de onda en el vacío según la ecuación :

$$\beta = n_{eff} \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \quad (2.47)$$

Debemos tener en cuenta que el índice efectivo no solo depende de la longitud de onda, también depende del modo en el que se propaga la onda electromagnética.

### Variación de la longitud de onda

En este caso realizaremos el análisis modal de una guía de onda, con núcleo de silicio de altura constante ( $0.22 \mu m$ ), ancho constante ( $0.5 \mu m$ ) y revestimiento de  $SiO_2$ ; en tres diferentes longitudes de onda. La geometría de esta guía de onda se muestra en la figura 2.20.

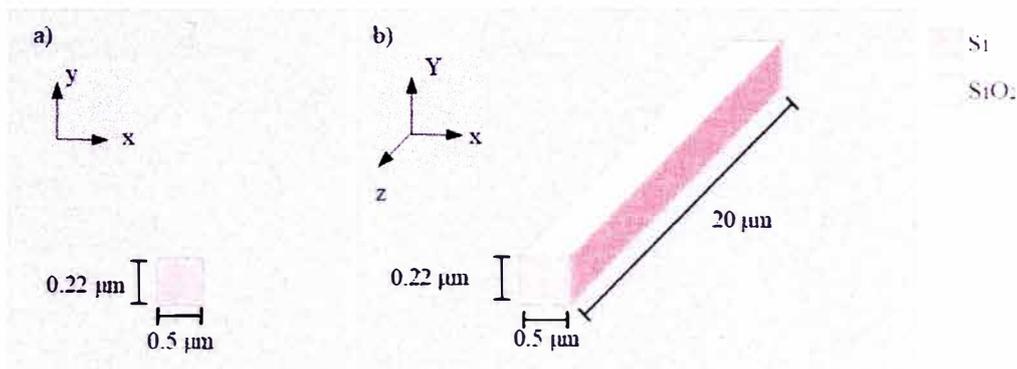


Figura 2.20: Guía de onda de núcleo de silicio de ancho constante  $0.5 \mu m$  y altura  $0.22 \mu m$  (a) Vista frontal (b) Vista tridimensional

Se realiza un análisis modal de elementos finitos en dos dimensiones, con 200 celdas en el eje "y" y 100 celdas en el eje "z". Este análisis va a ser realizado en la longitud de onda de  $1460 \text{ nm}$  (banda S),  $1550 \text{ nm}$  (banda C) y  $1625 \text{ nm}$  (banda L). Dado que se producen diversos modos en la guía de onda solo analizaremos la componente dominante del campo eléctrico del modo TE fundamental, mostrado en la figura 2.21. El resultado del análisis en distintas longitudes de onda es mostrado en la figura 2.22

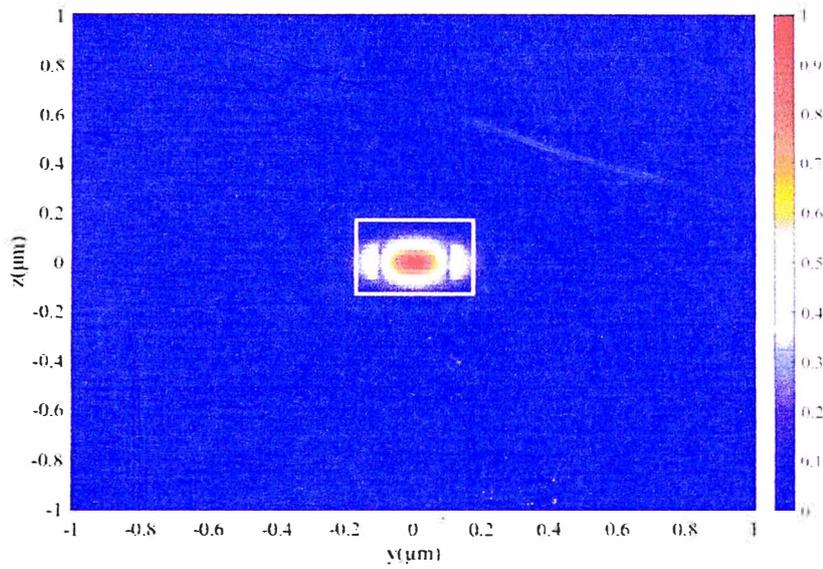


Figura 2.21: Distribución de la magnitud normalizada del modo TE de una guía de onda de Si y SiO<sub>2</sub> para un ancho de  $0.5\mu m$

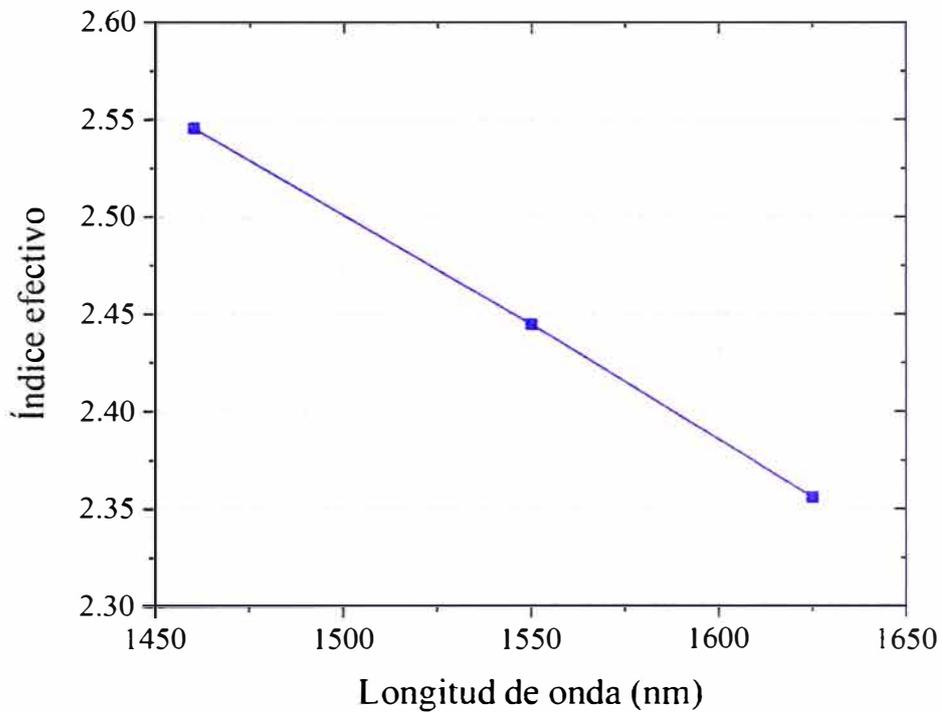


Figura 2.22: Variación del índice efectivo en tres distintas longitudes de onda

### Variación del ancho de la guía

En este caso realizaremos el análisis modal de una guía de onda, con núcleo de silicio de altura constante ( $0.22 \mu\text{m}$ ), ancho linealmente variable ( ancho inicial  $0.5 \mu\text{m}$  y ancho final  $7 \mu\text{m}$ ) e índice de refracción de  $n_n = 3.48$  ; y revestimiento de  $\text{SiO}_2$ . La geometría de esta guía de onda se muestra en la figura 2.23

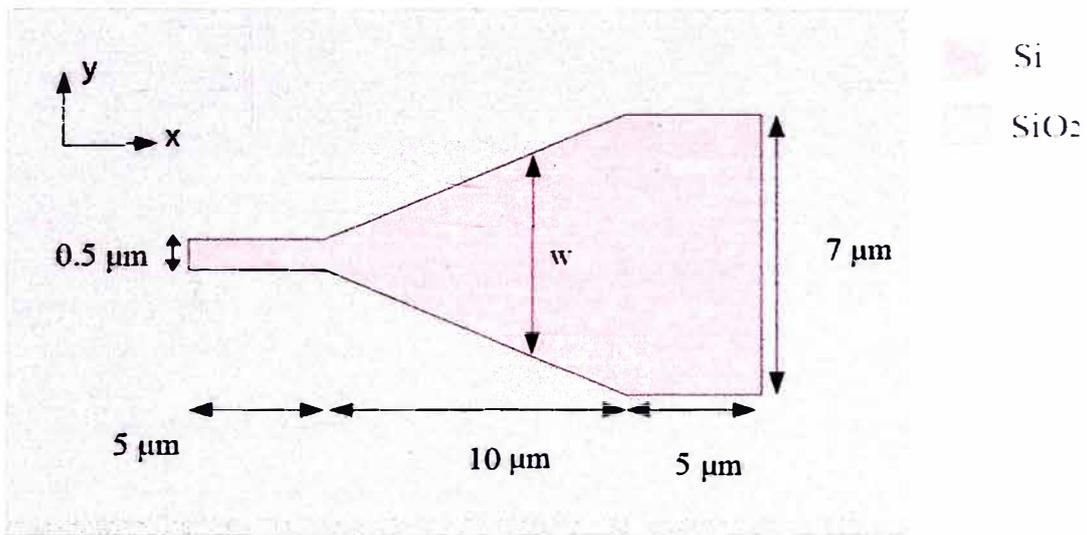


Figura 2.23: Guía de onda de Silicio de geometría trapezoidal

Se realiza un análisis modal (indicado de color naranja en la figura 2.23 ) de elementos finitos con 200 celdas en el eje “y” y 100 celdas en el eje “z”. Este análisis va a ser realizado en distintas posiciones del eje x, para la longitud de onda de  $1550 \text{ nm}$ . Dado que se producen diversos modos en la guía de onda solo analizaremos la componente dominante del campo eléctrico del modo TE fundamental. El resultado de este análisis en la posición  $x = 7 \mu\text{m}$  es mostrado en la figura 2.24

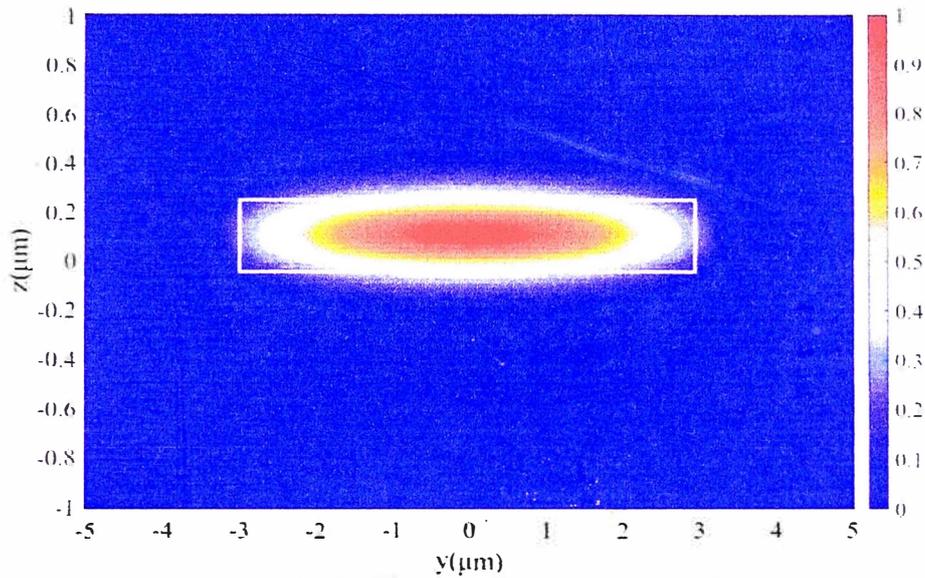


Figura 2.24: Distribución de la magnitud normalizada del modo TE de una guía de onda de Si y SiO<sub>2</sub> para un ancho de  $7\mu m$

También, en la figura 2.25 podemos apreciar como varia el índice efectivo respecto al ancho de la guía de onda ( $w$ ) definido en la figura 2.23.

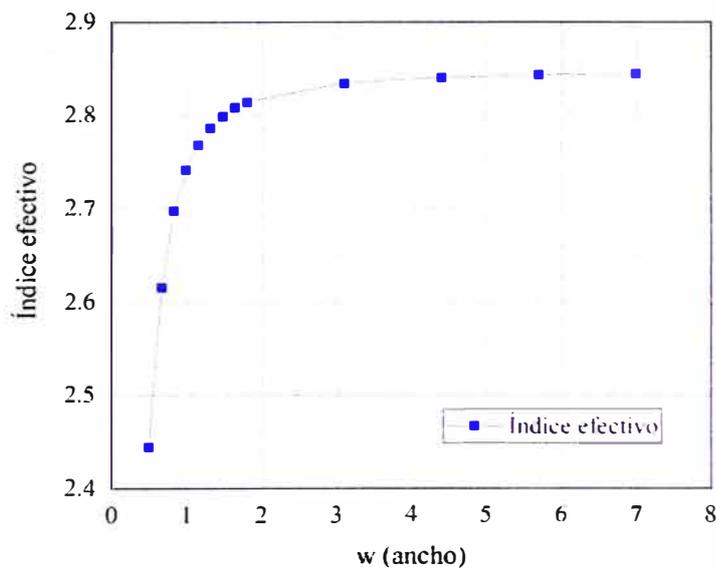


Figura 2.25: Variación del índice efectivo respecto al ancho de la guía de onda ( $w$ )

## 2.8. Fotodetectores

Un fotodetector es un dispositivo que convierte la energía de los fotones emitidos en señales medibles como electricidad (detectores fotoeléctricos) o temperatura (fotodetectores térmicos) [33]. En este trabajo de tesis trabajaremos con detectores fotoeléctricos, basados en el efecto fotoeléctrico.

### 2.8.1. Fenómeno de absorción

En los materiales semiconductores, la absorción ocurre cuando fotones con mayor energía que la banda prohibida excitan a los electrones desde la banda de valencia a la banda de conducción [34]. Este fenómeno es muy importante ya que existe una energía de fotón mínima en la cual el material presenta este fenómeno.

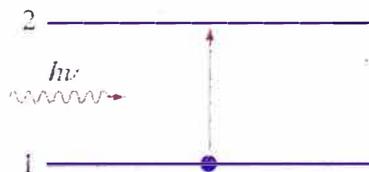


Figura 2.26: Absorción [35]

Como la energía del fotón y la longitud de onda se relacionan por la siguiente ecuación:

$$E = h\nu = h\left(\frac{c}{\lambda}\right) \quad (2.48)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y " $h$ " la constante de Planck. Entonces la energía mínima para que se produzca el fenómeno de absorción implica una longitud de onda máxima para el fotón. Tomemos por ejemplo el silicio, cuya longitud de onda máxima del fotón para que se de la absorción es de  $1.1 \mu\text{m}$ , por lo tanto para valores inferiores a  $1.1 \mu\text{m}$  el silicio

tiene una buena absorción. Sin embargo, esto no indica que para fotones con longitudes de onda superiores y cercanas a  $1.1 \mu m$ , presente una absorción nula. Por ejemplo la absorción del silicio en la longitud de onda de  $1.15 \mu m$  es de  $2.83 \frac{dB}{cm}$ , mientras que para longitud de onda de  $1.52 \mu m$  es de  $0.004 \frac{dB}{cm}$

## **Materiales absorbentes**

Existen diversos materiales que se pueden emplear para hacer un fotodetector que opere en las bandas de comunicaciones SCL, tales como el germanio y el arseniuro de indio y galio (InGaAs). El germanio tiene una banda de absorción fija (entre los 1000 y 1500 nm), a diferencia del arseniuro de indio y galio, en donde la banda de absorción varía en función a la proporción de los elementos [36].

## **2.8.2. Fotodiodos**

### **Fotodiodo P-N**

El principio de funcionamiento de los fotodiodos se basa en la generación de cargas por la absorción de fotones. Tomamos como ejemplo un fotodiodo P-N de Germanio, donde inciden fotones de longitud de onda de 1550 nm, los cuales generan un par electrón hueco [37].

Sin embargo, para que sea posible la generación de fotocorriente es necesario un campo eléctrico para que las cargas fluyan en una determinada dirección.

Según el gráfico, existen tres posibles locaciones:

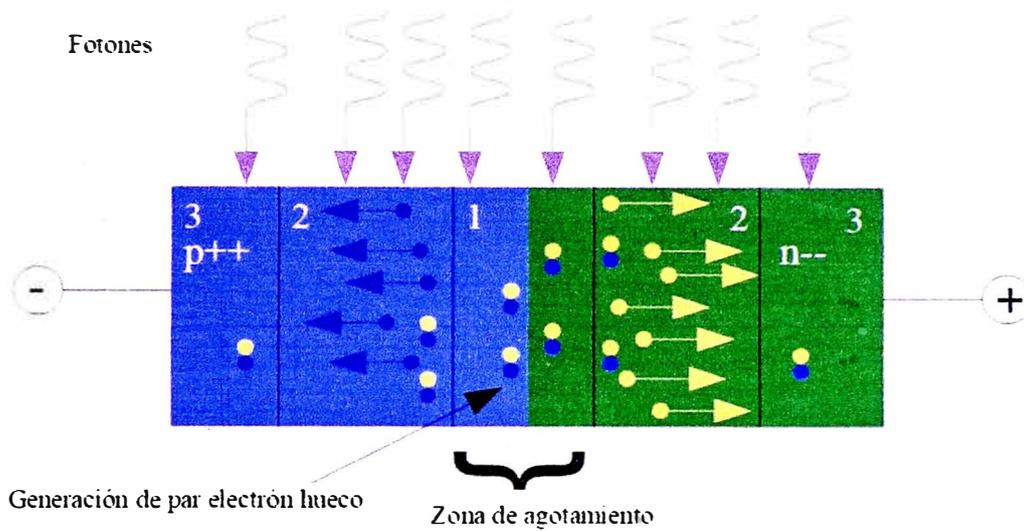


Figura 2.27: Estructura y distribución de cargas en un Fotodiodo tipo P-N

En base a la figura 2.27, La región 1 viene a ser la zona de agotamiento en la cual existe una mayor posibilidad de generación de pares electrones y huecos, (de color amarillo y color azul respectivamente ). En cambio en la región 2, es posible la generación la generación de pares , los cuales pueden entrar a la zona de agotamiento por difusión. También es posible la generación de pares en la región 3; no obstante los electrones generados en la zona tipo "p" tienen baja posibilidad de fluir debido a la gran distancia que los separa del potencial positivo. Para evitar que la zona de agotamiento se disminuya, los electrones deben ir hacia la zona tipo "n" y los huecos deben ir hacia la zona tipo "p", es por eso que el campo eléctrico tiene dirección  $n \rightarrow p$  y se debe colocar un potencial positivo adyacente a la zona tipo n. es decir el fotodiodo estará polarizado en *inversa*.

## Fotodiodo P-i-N

Este fotodiodo es una mejora del fotodiodo de tipo PN, ya que se agrega una región intrínseca sin dopaje entre las regiones tipo “p” y tipo “n”. La región intrínseca adicional permite una mayor absorción de fotones y por ende mayor generación de pares electrón hueco [38]. También, este fotodiodo presenta una menor capacidad de juntura y por ende una constante RC más baja, la cual permite un ancho de banda superior. Podemos apreciar la estructura en la figura 2.28.

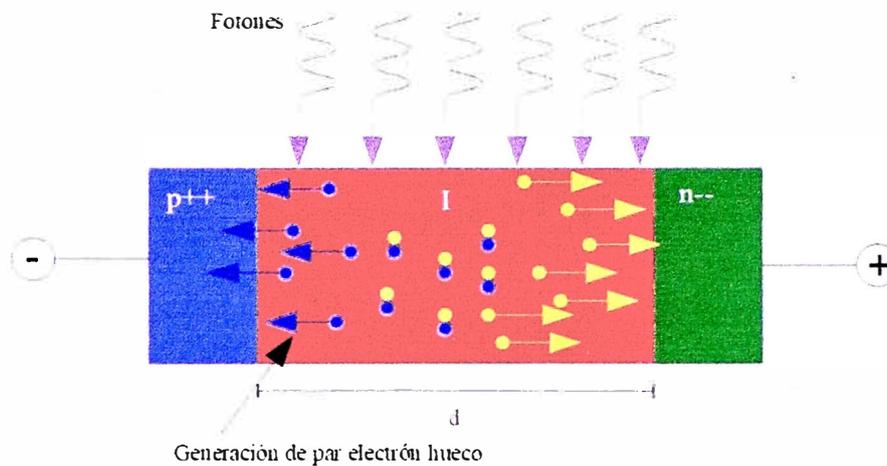


Figura 2.28: Estructura y distribución de cargas en un Fotodiodo tipo P-I-N

### 2.8.3. Ingeniería de la estructura de bandas de germanio

El germanio es un material semiconductor con una banda prohibida indirecta, en la cual los electrones de la banda de conducción y la banda de valencia no poseen el mismo momento, por lo tanto el proceso de absorción de fotones es imposible. Como se muestra en la figura 2.29, la mayoría de electrones se encuentra en el valle indirecto [39].

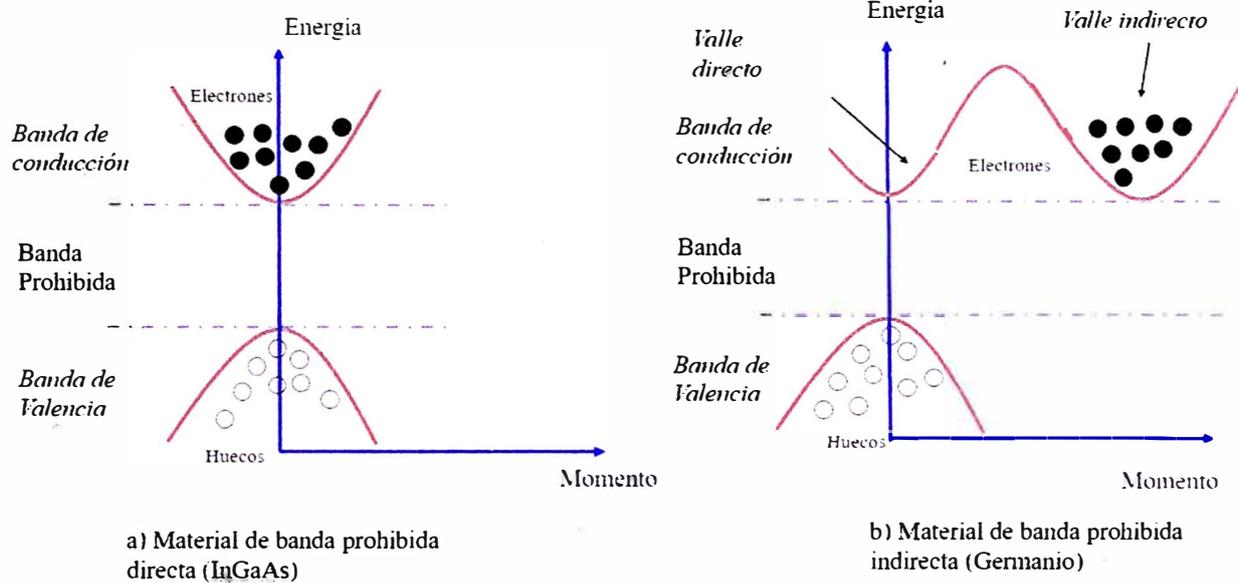


Figura 2.29: Estructura de Bandas: a) Arsenuro de Indio Galio b) Germanio

Mediante determinados procesos, es posible transformar al germanio en un material de banda prohibida “directa”, se ha demostrado que si aplicamos tracción por deformación en un 1.8%. Sin embargo, no es posible aplicar una tracción mayor a 0.25% , y el Germanio aun sigue siendo un material de banda indirecta. Para resolver este inconveniente, es necesario dopar al germanio Con un material del grupo V para aumentar el número de electrones y que estos se trasladen al valle directo, con la finalidad que se produzca el proceso de generación de fotones.

## 2.8.4. Parámetros de desempeño de los fotodetectores

### Sensitividad

Este parámetro relaciona la eficiencia de conversión entre la potencia óptica y la potencia eléctrica [40]. Se define como el cociente de la corriente generada por el foto detector (I) entre la potencia óptica incidente (P).

$$R = \frac{I}{P} \quad (2.49)$$

### **Eficiencia cuántica**

Este parámetro se define como el cociente de la cantidad de cargas generadas (e- o p+) Entre el número de fotones que inciden en el dispositivo [40]. Se relaciona con la Sensitividad mediante la fórmula.

$$R = \eta \frac{q\lambda}{hc} \quad (2.50)$$

donde  $\eta$  es la eficiencia cuántica,  $h$  la constante de Planck,  $c$  la velocidad de la luz y  $\lambda$  la longitud de onda del fotón en el vacío.

### **Ancho de banda y respuesta en el tiempo**

Es el rango de frecuencias que pueden ser transmitidas con una mínima atenuación [41]. En la práctica se emplea el ancho de banda a 3 dB ( $f_{3dB}$ ), el cual es limitado por la frecuencia en las cual la potencia de la señal se reduce a la mitad. Este ancho de banda depende principalmente de dos factores, el equivalente circuital, el cual esta definido por el equivalente circuital del fotodetector, conformado por la Resistencia de los electrodos y la capacitancia intrínseca del fotodetector; y el tiempo de transito de los portadores [39].

El factor RC se define con la siguiente expresión:

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.51)$$

El factor de tiempo de transito de los portadores se define con la siguiente expresión:

$$f_{tr} = 0,44 \frac{v_d}{d} \quad (2.52)$$

donde  $v_d$  es la velocidad promedio de los portadores (electrones y huecos) y  $d$  es el ancho de la juntura.  $v_d$  es una función del campo eléctrico, pero se aproxima al valor de saturación  $v_{sat}$  cuando el campo eléctrico aplicado tiene un valor muy alto. Esta relación se puede escribir mediante la ecuación:

$$v_d = \frac{1}{((1/V_{sat})^{(1/n)} + (1/\mu E)^n)^{(1/n)}} \quad (2.53)$$

donde  $\mu$  es  $3,710^3 \frac{cm^2}{V.s}$  es la movilidad del electrón y  $n = 2,5$  es un coeficiente determinado empíricamente.

Finalmente, el ancho de banda total esta determinado por la siguiente fórmula:

$$f_{3dB} = \frac{1}{\sqrt{1/f_{RC}^2 + 1/f_{tr}^2}} \quad (2.54)$$

Además, la respuesta en el tiempo de un fotodetector, determina el tiempo que tarda la salida del fotodetector en variar en base a la señal óptica de entrada del mismo fotodetector. En el dominio del tiempo, la respuesta en el tiempo es caracterizada por dos parámetros, el tiempo de subida  $t_{sub}$  y el tiempo de bajada  $t_{down}$ . El tiempo de subida se define como el intervalo de tiempo en el cual la señal asciende desde el 10 al 90%, mientras que el tiempo de bajada se define como el intervalo de tiempo en el cual la señal desciende desde el 90 al 10%. En la figura 2.30 se aprecia el tiempo de subida y el tiempo de bajada. Además, debemos tener en cuenta que ambos parámetros dependen del factor RC del ancho de banda [42].

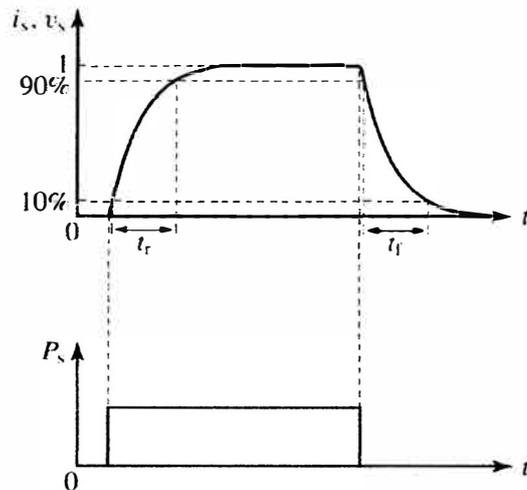


Figura 2.30: Tiempo de subida y tiempo de bajada en el fotodetector cuando la señal de entrada es un pulso rectangular[42]

## Ruido

Los fotodetectores son sensibles al flujo de fotones el cual genera una fotocorriente. Sin embargo, debemos tener en cuenta que la corriente generada en el fotodetector es de naturaleza aleatoria y presenta fluctuaciones, las cuales conforman el ruido [43]. Para un dispositivo fotodetector, existen diferentes fuentes de ruido, las cuales son:

- \*Ruido debido a los fotones: la incidencia aleatoria de los fotones, que se rigen por el modelo de Poisson, conforman la principal fuente de ruido.

- \*Ruido debido a los fotoelectrones: la generación de pares de electrón- hueco, que también se rigen por el modelo de Poisson conforman la segunda fuente de ruido.

- \*Ruido debido a la ganancia: el proceso de amplificación en ciertos fotodetectores también tiene naturaleza aleatoria, y por ende genera ruido.

- \*Ruido debido al circuito eléctrico del receptor: los componentes del circuito eléctrico del receptor, tales como los transistores y resistencias, también contribuyen al ruido del dispositivo [43].

## 2.9. Circuitos Integrados Fotónicos

Los circuitos fotónicos integrados tienen como finalidad de generar, detectar, modular y manipular los fotones [40] Estos circuitos son dispositivos que integran muchos componentes ópticos, y son fabricados con tecnología de obleas [44] mediante litografía y utilizan materiales como silicio, óxido de silicio o niobato de litio. En la figura 2.31, podemos ver un circuito fotónico de silicio.

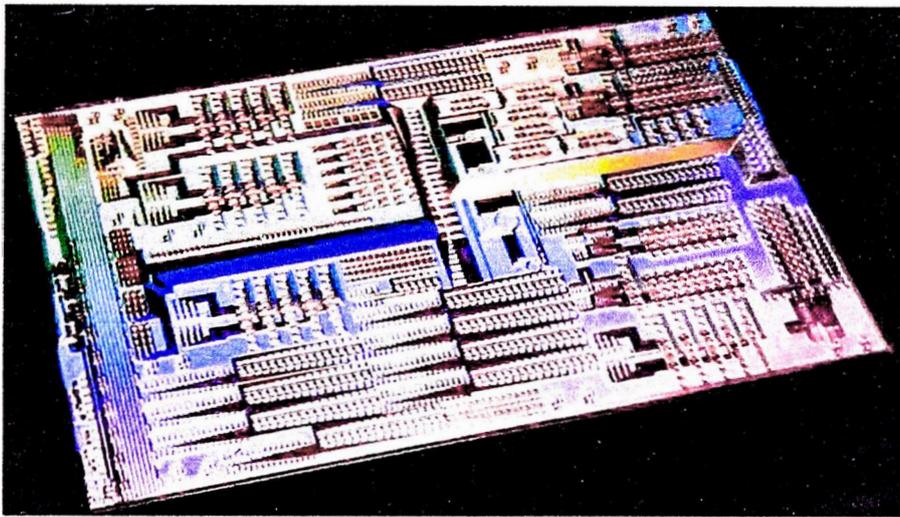


Figura 2.31: Circuito fotónico de Silicio [40]

Es una tecnología muy prometedora ya que en la actualidad tienen diversas aplicaciones tales como las telecomunicaciones, cuidado de la salud y sensores.

En el campo de las telecomunicaciones, los centros de datos tienen una gran demanda de velocidad de transmisión del orden de los 50 Tb/s [45], la cual no puede ser satisfecha por dispositivos optoelectrónicos convencionales. De acuerdo con D. Kong [46], se ha logrado una transmisión de datos con una tasa de transferencia de 1.84 Pbit/s.

En la figura 2.32 se aprecia una sección transversal de un dispositivo fotodetector de Germanio sobre silicio.

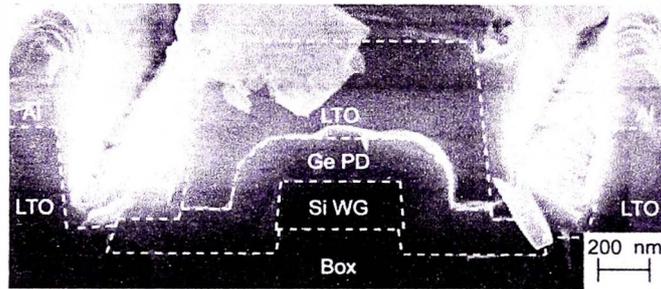


Figura 2.32: Sección transversal de un foto diodo tomada con microscopio electrónico[4]

## 2.10. Interferómetro Mach Zehnder

El interferómetro Mach Zehnder es un dispositivo óptico cuya función es dividir un haz de luz en dos haces distintos, y luego estos se combinan con el fin de producir una interferencia de ondas electromagnéticas [47].

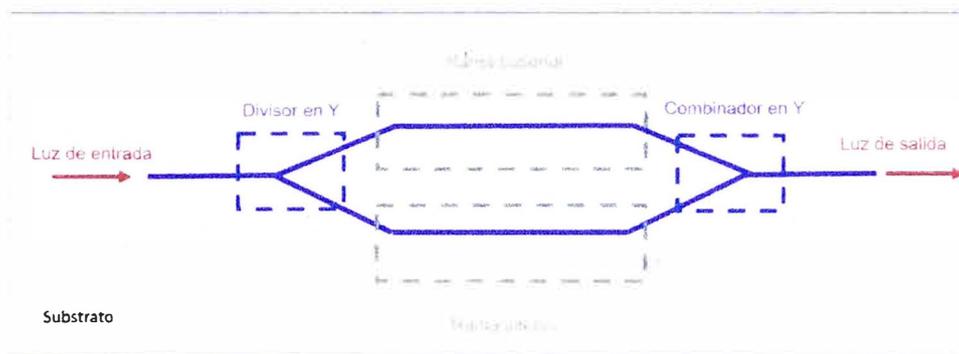


Figura 2.33: Interferómetro de Mach Zehnder

De acuerdo con la figura 2.33, en la entrada del modulador, incide un haz de luz infrarroja de longitud de onda de 1550 nm, cuyo campo eléctrico es descrito mediante la ecuación.

$$E = E_i e^{j\beta_i L_i} \quad (2.55)$$

Donde  $E_i$  es el campo eléctrico,  $\beta_i$  es la constante de propagación y  $L_i$  es la longitud de la

guía de onda de entrada. Este haz ingresa a un divisor en y, y se divide en dos haces de la misma amplitud, pero con diferentes constantes de fase, descritos por las ecuaciones.

$$E_1 = \frac{E_i}{\sqrt{2}} e^{j\beta_1 L_1} \quad (2.56)$$

$$E_2 = \frac{E_i}{\sqrt{2}} e^{j\beta_2 L_2} \quad (2.57)$$

Donde  $\beta_1$  y  $\beta_2$  representan las constantes de propagación y  $L_1$  y  $L_2$  representan las longitudes de los brazos. Las constantes de propagación se rigen por las ecuaciones.

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff1}(\lambda) \quad \text{y} \quad \beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff2}(\lambda) \quad (2.58)$$

Donde  $n_{eff1}$  y  $n_{eff2}$  representan los índices efectivos de cada rama y  $L$  representa la longitud de onda del Haz de Luz. Luego, ambas ramas se conectan en un combinador en y, y se produce una interferencia de ondas electromagnéticas, la ecuación de la onda resultante es:

$$E_r = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_1 + E_2) = \frac{E_i}{2} (e^{j\beta_1 L_1} + e^{j\beta_2 L_2}) \quad (2.59)$$

Entonces, Determinamos la potencia óptica a la salida.

$$P_{out} = \frac{P_i}{4} |e^{-j\beta_1 L_1} + e^{-j\beta_2 L_2}|^2 \quad (2.60)$$

Donde  $P_i$  es la potencia de entrada.

Tomamos la parte real y la ecuación se transforma en:

$$P_{out} = P_i \cos^2\left(\frac{\beta_1 L_1 - \beta_2 L_2}{2}\right) \quad (2.61)$$

Se define la diferencia de fase como  $\Delta\phi = \beta_1 L_1 - \beta_2 L_2$ . Si el modulador Mach Zehnder tiene brazos de la misma longitud ( $L_1=L_2=L$ ), la diferencia de fase se rige por la ecuación:

$$\Delta\phi = \left(\frac{\beta_1 - \beta_2}{2}\right)L = \frac{2}{\lambda}(n_{eff1}(\lambda) - n_{eff2}(\lambda))L \quad (2.62)$$

Cabe mencionar que el índice efectivo se relaciona con la longitud de onda mediante una función lineal:  $n_{eff} = a + b\lambda$ .

### 2.10.1. Efecto Pockels

En diversos materiales, sus propiedades ópticas se ven alteradas en presencia de un campo eléctrico. Esto se debe a que se generan fuerzas eléctricas que modifican las posiciones de las moléculas que constituyen al material. Ciertos materiales presentan una variación lineal de su índice de refracción cuando se aplica una diferencia de potencial en sus extremos, que a su vez genera un campo eléctrico [48]. Está descrito por la siguiente ecuación:

$$n(E) = n - \frac{1}{2}rn^3E \quad (2.63)$$

Donde  $n$  es el índice de refracción del material en ausencia de campos eléctricos externos,  $E$  es el campo eléctrico aplicado y  $r$  es el coeficiente electro-óptico. Los materiales empleados son LiNBO<sub>3</sub>, InGaAsP, InP y polímeros sintéticos. Este efecto, fue descubierto por Friedrich Pockels en 1893.

## 2.11. Modulador Mach Zehnder

El modulador Mach Zehnder está basado en el Interferómetro de Mach zehnder. Mostramos su estructura en la figura 2.34.

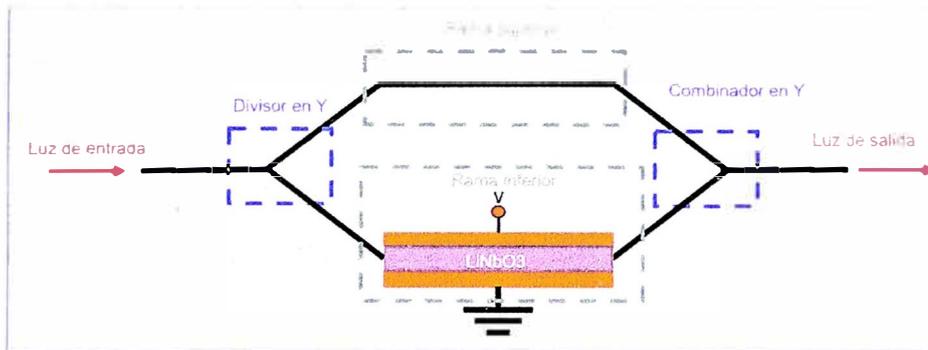


Figura 2.34: Modulador Mach Zehnder

La gran diferencia con el interferómetro Mach Zehnder es la presencia de un material electro- óptico en una de las ramas, lo cual genera una diferencia de fase en función de la diferencia de potencial que genera al campo eléctrico, la cual se debe al efecto Pockels [48] . Esta diferencia de fase se rige por la ecuación:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}(n(E) - n)L = \frac{2\pi}{\lambda}\left(\left(n - \frac{1}{2}rn^3E\right) - n\right)L = -\frac{\pi}{\lambda}rn^3EL \quad (2.64)$$

Donde  $\lambda$  representa la longitud de onda del Haz de entrada,  $r$  es el coeficiente electro-óptico,  $n$  es el índice de refracción,  $E$  es el campo eléctrico y  $L$  es la longitud de una de las ramas del modulador.

Debemos tener en cuenta que el campo eléctrico depende de la diferencia de potencial y el ancho de la guía de onda ( $w$ ),  $E = \frac{\Delta V}{w}$ . Entonces, esta diferencia de fase nos permite modificar la intensidad óptica a la salida del modulador Mach Zehnder, y se rige por la ecuación:

$$P_{out} = P_i \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = I_i \left(\frac{1 + \cos(\Delta\phi)}{2}\right) \quad (2.65)$$

Si la diferencia de fase es 0, la interferencia será constructiva y  $P_{out} = P_i$ , en cambio si la diferencia de fase es de  $\pi$ , la interferencia será destructiva y  $P_{out} = 0$ . Para obtener una diferencia de fase de  $\pi$ , la diferencia de potencial requerida es:

$$\Delta V = -\lambda w / (rn^3 L) \quad (2.66)$$

Donde  $w$  es el ancho de la guía

### **Punto de cuadratura y modulación en amplitud**

Si enviamos una señal de información  $V(t)$ , la diferencia de fase en el modulador mach Zehnder está dada por la siguiente ecuación.

$$\Delta\phi = -\frac{\pi}{\lambda} rn^3 EL = -\frac{\pi}{\lambda} rn^3 \left( \frac{V(t)}{w} \right) \quad (2.67)$$

Entonces la intensidad de potencia a la salida del modulador está basada en la ecuación 2.65.

$$P_{out} = P_i \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = P_i \left( \frac{1 + \cos(\Delta\phi)}{2} \right) = P_i \left( \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{\lambda} rn^3 \left(\frac{V(t)}{w}\right) L\right)}{2} \right) \quad (2.68)$$

Entonces, para que sea posible la foto detección, debemos trabajar en la zona donde la función de transferencia del modulador Mach Zehnder se aproxima a una función lineal [49].

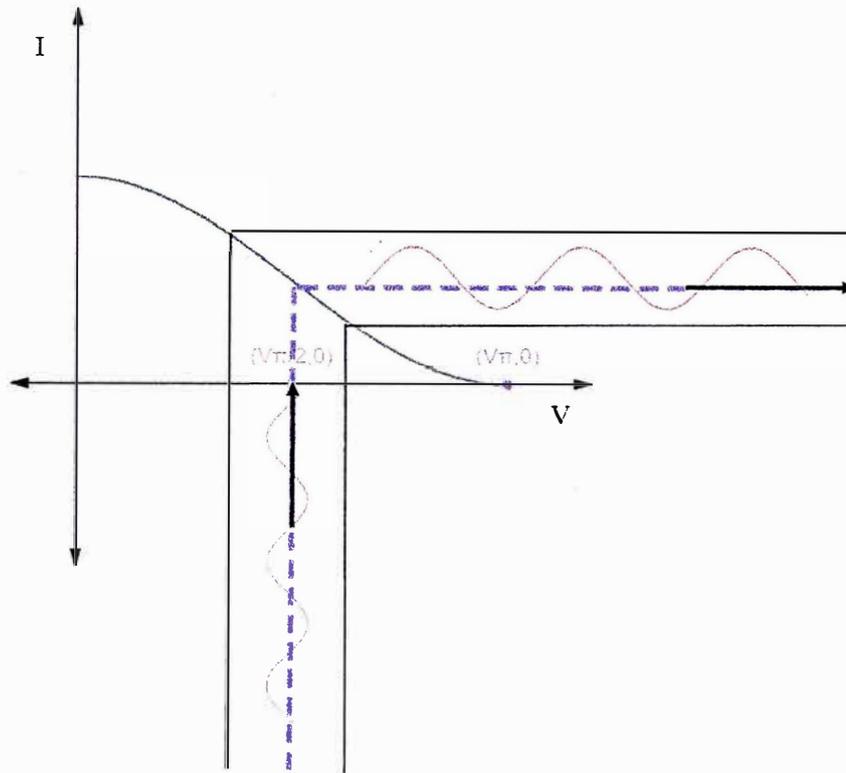


Figura 2.35: Zona de operación del modulador Mach Zehnder

Como se aprecia en la figura 2.35, la zona lineal se centra en  $V_{\frac{\pi}{2}}$ , y representa un punto de cuadratura. En consecuencia,  $V(t)$  debe tener un valor cercano a  $V_{\frac{\pi}{2}}$ , para evitar la distorsión de la señal de información, eso implica que:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{18} \leq \Delta\phi \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{18} \quad (2.69)$$

Por lo tanto, la ecuación 2.68 se verá modificada:

$$P_{out} = P_i \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = P_i \left(\frac{1 + \cos(\Delta\phi)}{2}\right) = P_i \left(\frac{1 + \left(\frac{\pi}{\lambda} r n^3 \left(\frac{V(t)}{w}\right) L\right)}{2}\right) \quad (2.70)$$

La ecuación 2.70 corresponde a una modulación de intensidad.

# Capítulo III

## Diseño óptico del fotodetector

En este capítulo, vamos a mostrar a detalle el diseño del dispositivo convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal y el análisis óptico del fotodetector. Además, mostraremos sus ventajas respecto a un convertidor de tamaño de haz de geometría trapezoidal.

### 3.1. Análisis modal de la guía de germanio

El fotodetector a analizar está compuesto por un revestimiento de óxido de silicio con dimensiones: ancho  $20\ \mu\text{m}$ , alto (espesor)  $10\ \mu\text{m}$  y largo  $120\ \mu\text{m}$ ; un núcleo de silicio con dimensiones: ancho  $20\ \mu\text{m}$ , alto (espesor)  $0.22\ \mu\text{m}$  y largo  $100.2\ \mu\text{m}$ ; una barra de germanio en forma de pirámide truncada con una base mayor de forma rectangular con dimensiones de  $100\ \mu\text{m}$  de largo y  $8\ \mu\text{m}$  de ancho; una base menor de forma rectangular con dimensiones de  $99\ \mu\text{m}$  de largo y  $7\ \mu\text{m}$  de ancho, y un espesor de  $0.5\ \mu\text{m}$ ; la cual está sobre el núcleo de silicio y una barra de aluminio en forma de pirámide truncada invertida con una base inferior de forma rectangular con dimensiones de  $98.675\ \mu\text{m}$  de largo y  $1\ \mu\text{m}$  de ancho; una base superior de forma rectangular con dimensiones de  $98.675\ \mu\text{m}$  de largo y  $1.4\ \mu\text{m}$  de ancho, y un espesor de  $0.1\ \mu\text{m}$ ; sobre la barra de germanio. Mostramos el diseño del fotodetector en la figura 3.1

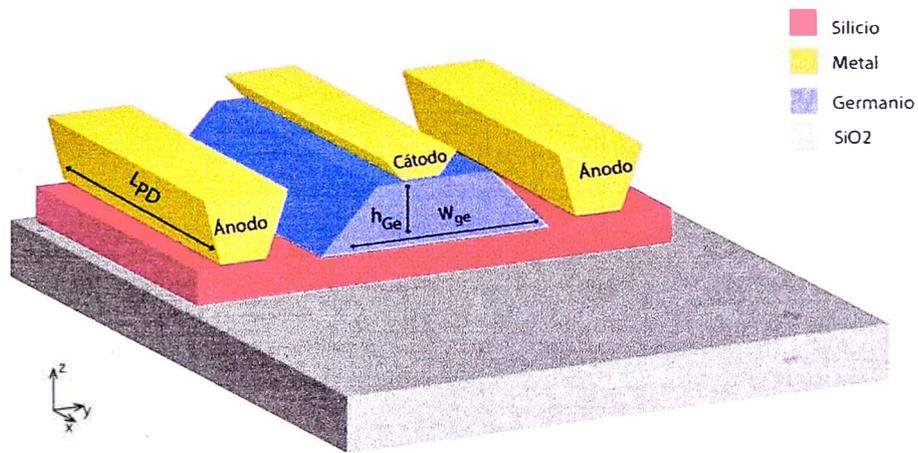


Figura 3.1: Vista tridimensional del fotodetector de Ge-Si

Se realizó el análisis modal con modos y 2 celdas por micrómetro, con la finalidad de obtener los índices de refracción y la distribución del campo eléctrico, mostrados en las figuras 3.2 y 3.3

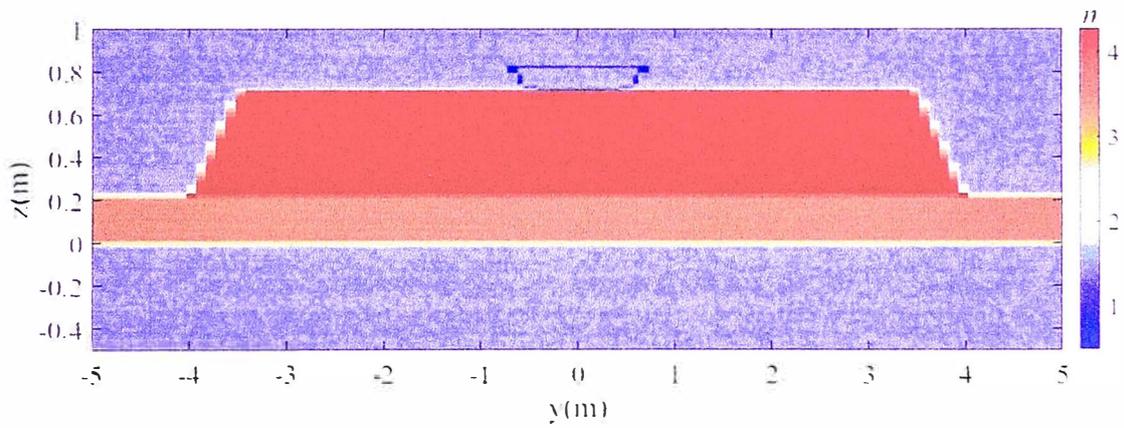


Figura 3.2: Distribución del índice de refracción del fotodetector de Ge-Si en el plano YZ

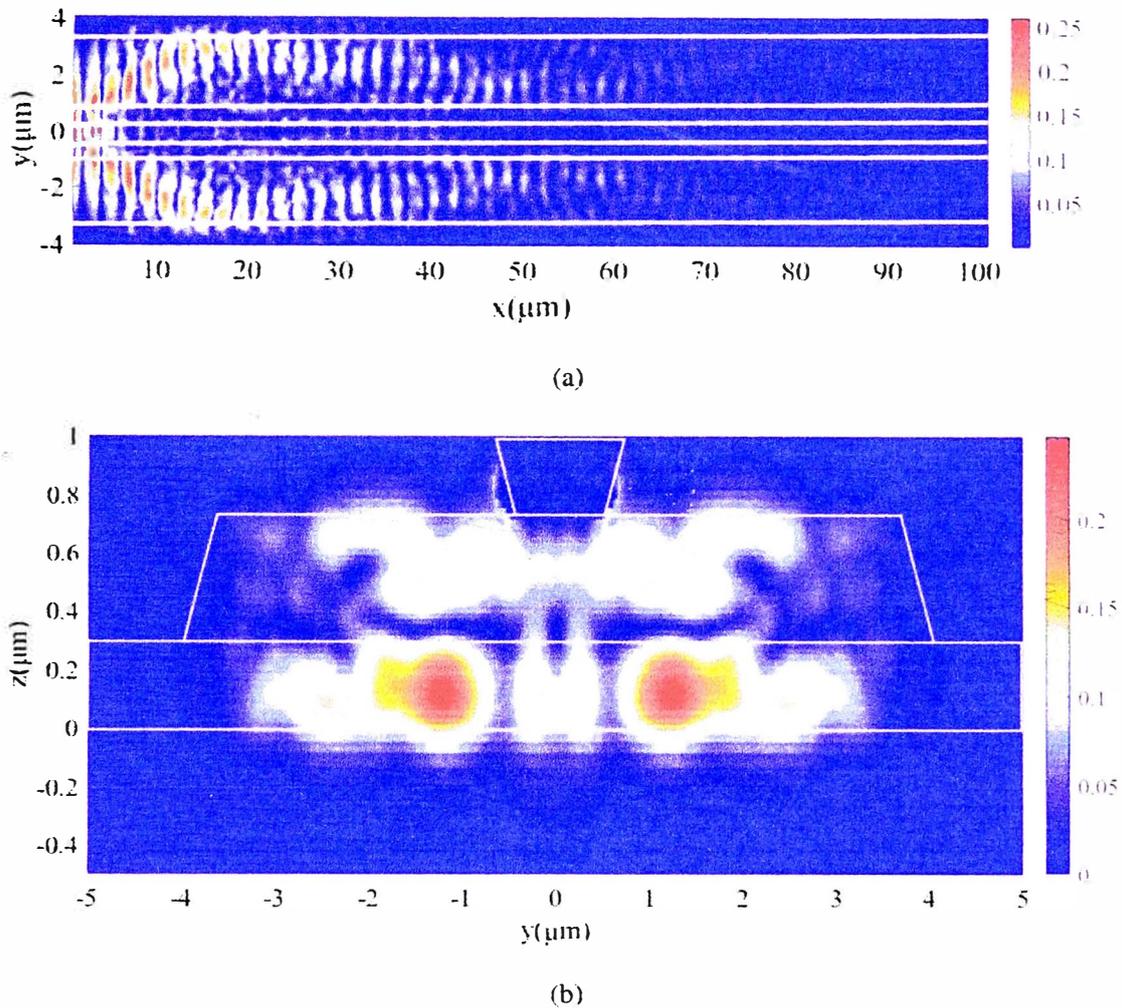


Figura 3.3: Distribución de la magnitud normalizada del campo eléctrico del fotodetector de Ge-Si **(a)** campo eléctrico en el plano XY en la posición  $z=0.5 \mu m$  **(b)** campo eléctrico en el plano YZ en la posición  $x=5 \mu m$

De acuerdo con la figura 3.2, el núcleo está indicado en la figura de color rojo y emplea el material silicio con un índice de refracción de  $n_{Si} = 3,48$ . El revestimiento está indicado en la figura de color negro y emplea el material óxido de silicio cristalino, con un índice de refracción de  $n_{SiO_2} = 1,44$ . La barra de germanio está indicada en la figura de color gris y presenta un índice de refracción de  $n_{Ge} = 4,275$ . La barra de aluminio está indicada en la figura de color gris y presenta un índice de refracción de  $n_{Al} = 1,44 + i15,95$ . Todos índices de refracción corresponden a la frecuencia de 1550 nm. En la figura 3.3 (a), la absorción de la onda electromagnética

en el germanio tiene una mayor intensidad en los primeros  $30\mu m$ . También mostramos en la figura 3.3 (b) la distribución de campo eléctrico en el plano ZY en la posición  $x=1$ .

### 3.1.1. Diferencias con el análisis modal SOI

A diferencia del análisis modal de una guía de onda de silicio donde el índice efectivo era un número real, el índice efectivo del germanio es un número complejo con valor  $n_{Ge_{eff}} = 4,18 + i0,0057$ , esto indica que es un material absorbente para la longitud de onda de 1550 nm. En la figura 3.4 podemos apreciar la diferencia de tamaños de las secciones transversales de una guía de onda y un fotodetector y en la figura 3.5 se muestra la distribución de campo eléctrico.

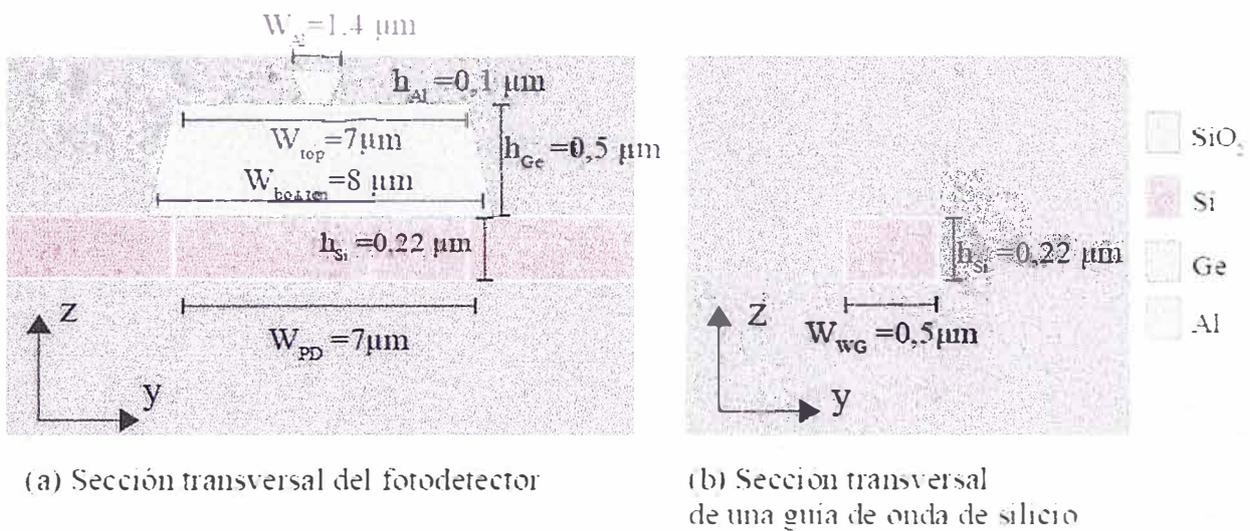
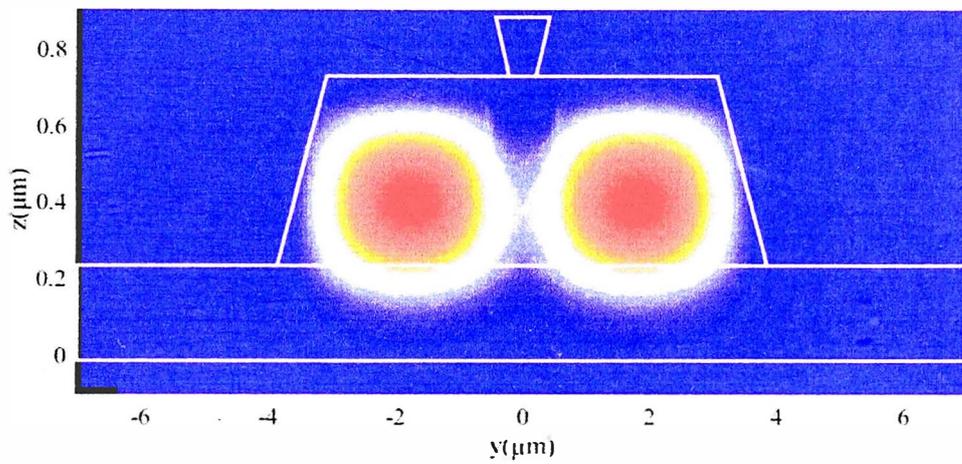
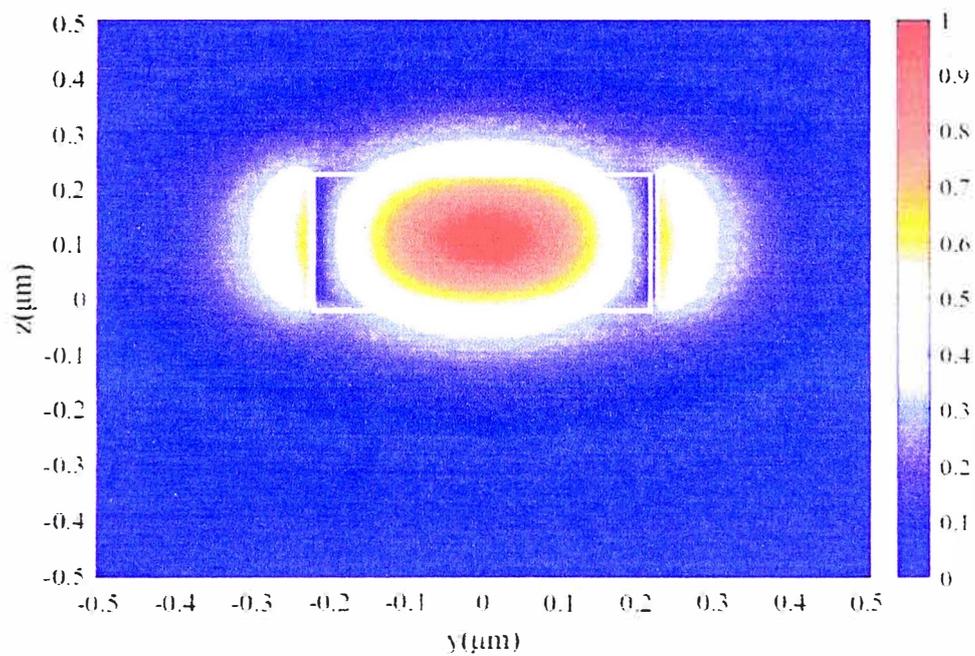


Figura 3.4: Comparación de la sección transversal de un fotodetector vertical de Ge-Si y una guía de onda de Si de geometría rectangular



(a) Intensidad del campo eléctrico en el fotodetector



(b) Intensidad del campo eléctrico en la guía de onda

Figura 3.5: Comparación de la distribución del campo eléctrico en el fotodetector y en la guía de onda.

## **3.2. Convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal**

### **3.2.1. Necesidad del convertidor**

La fabricación de fotodetectores de germanio de escala nanométrica, requiere métodos de fabricación de patrones de alto costo y de gran complejidad, como por ejemplo, litografía de haz de electrones. En este trabajo cumpliremos con la función de bajo costo por medio del diseño del dispositivo óptico fotodetector con dimensiones suficientes para ser fabricado por litografía UV 193.

Las dimensiones de estos dispositivos fotodetectores de germanio varían respecto a la geometría empleada, por ejemplo Tsung y otros [50], fabricaron un dispositivo fotodetector de geometría vertical de  $7 \mu m$  de ancho y  $100 \mu m$  de largo. Going y otros [4] fabricaron un dispositivo fotodetector de geometría lateral de  $1.4 \mu m$  de ancho y  $32 \mu m$  de largo. Novack y otros [5] fabricó un dispositivo fotodetector de gran ancho de banda de  $10 \mu m$  de largo y  $8 \mu m$  de largo, los cuales son suficientemente grandes para ser fabricados mediante litografía ultravioleta de 193 nm. Sus parámetros de diseño son detallados en la tabla 3.2. Sin embargo, las guías de onda de silicio tienen un ancho de  $0.5 \mu m$  y una altura de  $0.22 \mu m$  para una longitud de onda de 1550 nm; por lo tanto, para resolver este problema de interconexión entre detectores de germanio y guías de onda de silicio, dispositivos de acoplamiento son utilizados. Por ejemplo, Luyssaert y otros [51], desarrollaron un acoplador de geometría "spline" de  $1 \mu m$  de longitud y logró un coeficiente de transmisión del 85 por ciento; Sadeh y otros [52], diseñaron un acoplador basado en InP con una longitud de  $19 \mu m$  y un coeficiente de transmisión del 80 por ciento. Además, Li y otros [53], desarrollaron un acoplador de geometría trapezoidal de  $300 \mu m$  de longitud con una eficiencia de acoplamiento de 85%. Las características de estos dispositivos son mostrados en la tabla 3.1.

Trabajos Previos	Amiri y otros[52].	Luysaert y otros[51].	Li y otros[53].
Material	InP	Si	Si
Fabricado	no	no	si
Coef. de transmisión	80 %	85 %	85 %
Longitud total	12	19	300
Ancho de Entrada	0.3	0.5	0.45
Ancho de Salida	9	2	10.8

Tabla 3.1: Comparación de dispositivos acopladores de trabajos previos

Trabajo	Longitud del dispositivo ( $\mu m$ )	Ancho ( $\mu m$ )	Ancho de banda (Ghz)	Sensitividad A/W
[5]	10	8	60	0.75
[4].	32	1.7	9	1
[50]	100	7	3	0.9

Tabla 3.2: Comparación de dispositivos fotodetectores de trabajos previos

### 3.2.2. Diseño de convertidor de tamaño de haz

Para el diseño el convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal, se procedió a dividir un convertidor de tamaño de haz de geometría trapezoidal con base menor de  $0.5 \mu m$ , base mayor  $7 \mu m$ , largo de  $10 \mu m$  y altura de  $0.22 \mu m$ , en 8 partes iguales como se muestra en la figura 3.6, donde el ancho inicial es  $0.5 \mu m$  y el ancho final es  $7 \mu m$ . Cada sección tiene un ancho fijo inicial y un ancho fijo final, el cual es detallado en la tabla 1. Este convertidor de haz lineal está compuesto de silicio con un índice de refracción de  $n_{Si} = 3.48$  y un revestimiento de óxido de silicio con un índice de refracción de  $n_{SiO_2} = 1.44$

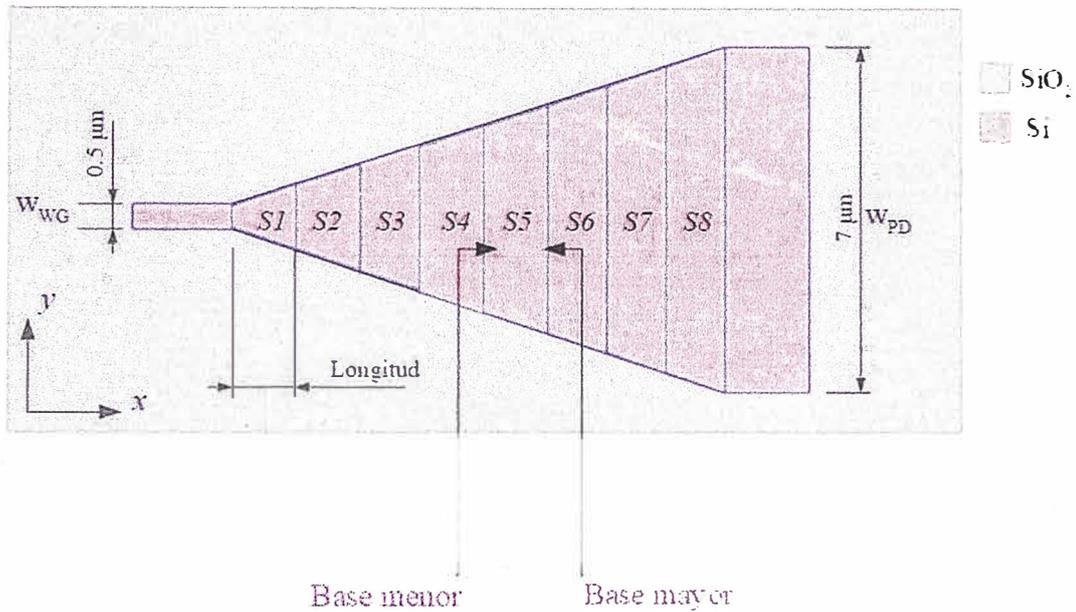
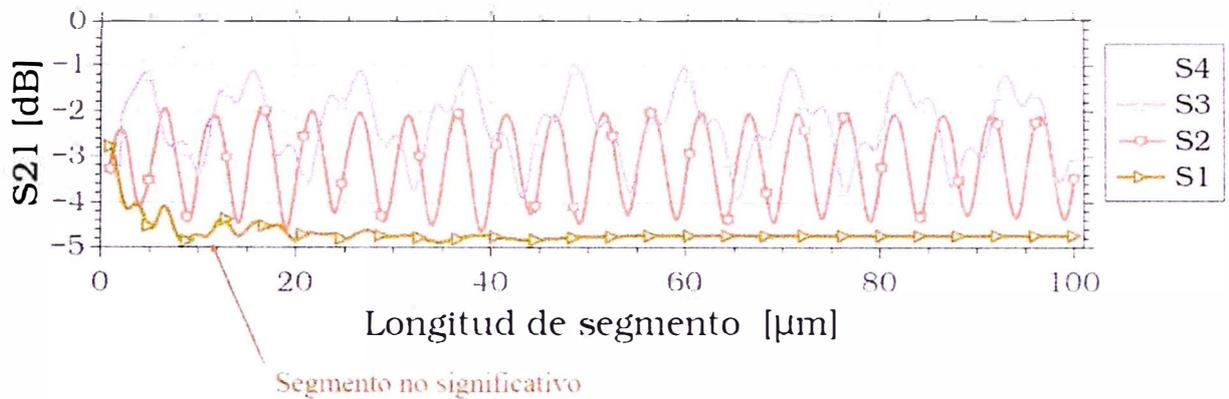


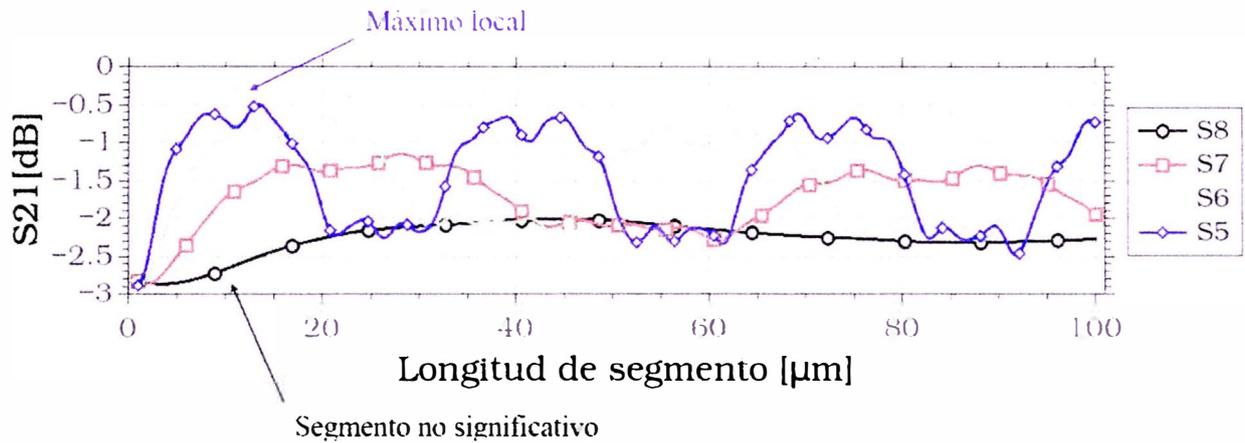
Figura 3.6: Esquemático del método propuesto. El convertidor de tamaño de haz de geometría trapezoidal, es dividido en 8 segmentos, cada segmento tiene un número de izquierda a derecha. Para cada segmento, definimos su longitud, su base mayor y base menor.

### Optimización de la potencia transmitida y el tamaño

Con la herramienta EME de Lumerical, se realizó un análisis en longitud, variando la longitud de cada sección, desde  $1 \mu\text{m}$  hasta  $100 \mu\text{m}$ . Se evaluó la contribución individual de cada segmento al coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ), debemos tener en cuenta que mientras realizamos el análisis para cada sección, las longitudes de las secciones restantes deben estar fijas en  $1.25 \mu\text{m}$ . Este proceso de optimización es mostrado en la figura 3.7



(a) Coeficiente de transmisión S21 de los Segmentos S1 a S4



(b) Coeficiente de transmisión S21 de los segmentos S5 a S8

Figura 3.7: Coeficiente de transmisión en escala logarítmica vs longitud de segmento en micrómetros, la cual varía entre 1 a 100  $\mu m$ . En base a las gráficas, el segmento s5 presenta el máximo local de mayor valor para la longitud de 13  $\mu m$ . Además, los segmentos s1 y s8 son los segmentos con los valores más bajos de coeficiente de transmisión, menor a -4 dB y -2 dB respectivamente, por ende su influencia en el diseño final no es significativa

Luego de realizar el análisis de longitud, para cada segmento seleccionamos las longitudes en la cual se da el primer máximo local del coeficiente de transmisión (s21) y diseñamos una geometría la cual llamamos *convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal*, cuyas características geométricas son presentadas en la tabla 3.3 y la figura 3.8

	Base menor [ $\mu\text{m}$ ]	Base mayor [ $\mu\text{m}$ ]	Máximo local [dB]	Longitud del segmento [ $\mu\text{m}$ ]
S1	0.25	0.49	-3.846	1.25
S2	0.49	0.73	-2.399	1.25
S3	0.73	1.7	-1.892	5
S4	1.7	2.5	-0.897	10
S5	2.5	2.24	-0.492	10.85
S6	2.24	3.33	-2.730	1.25
S7	3.33	3.41	-2.858	1.25
S8	3.41	3.5	-2.857	1.25
total				32.1

Tabla 3.3: Valores optimizados del coeficiente de transmisión s21

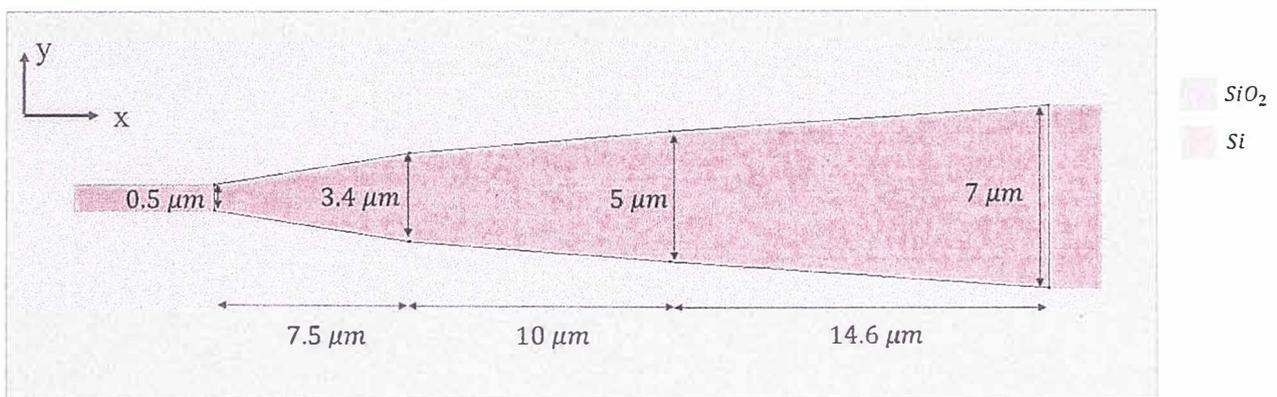
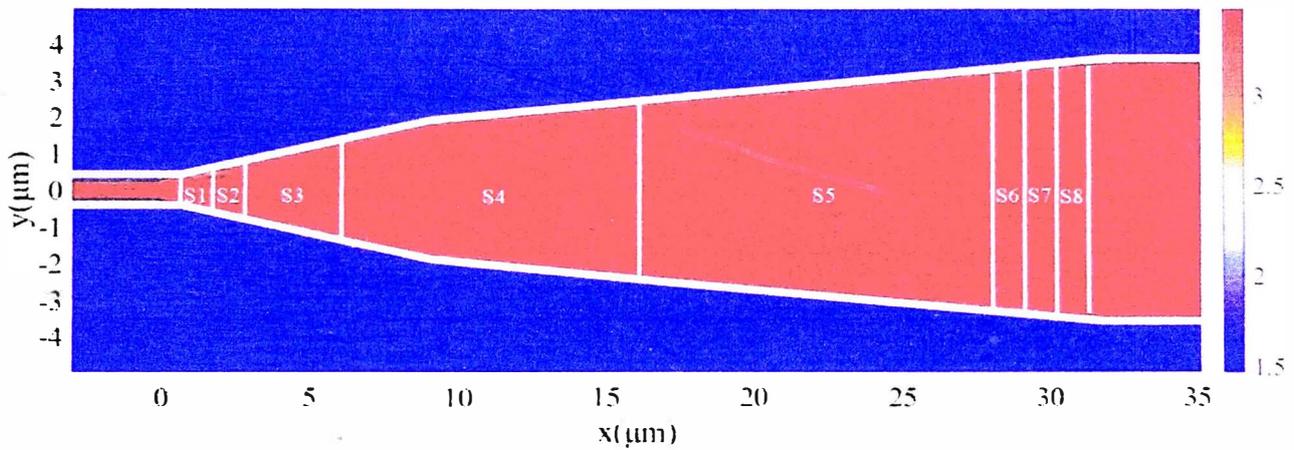
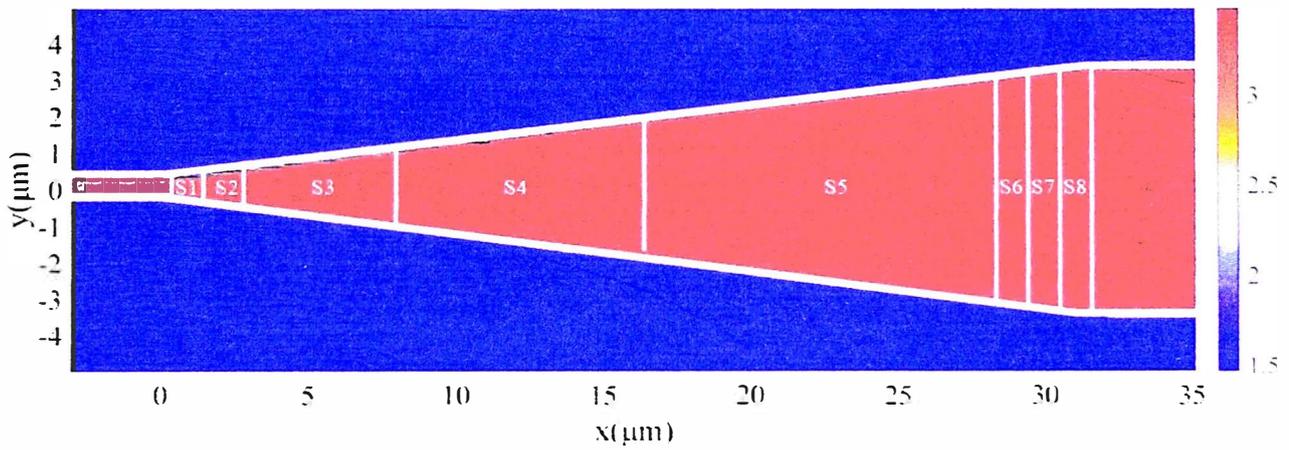


Figura 3.8: Diseño del convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal de  $32.1 \mu\text{m}$

Según la tabla 3.3, los segmentos S4 y S5 influyen más en la transmisión de potencia. Luego, el software Lumerical MODE, se definió la geometría de nuestro convertidor, y se realizó un análisis de expansión de modos propios con la finalidad de obtener el coeficiente de transmisión; y la distribución de los valores de índices de refracción y del campo eléctrico, los cuales son mostrados en la figura 3.9.

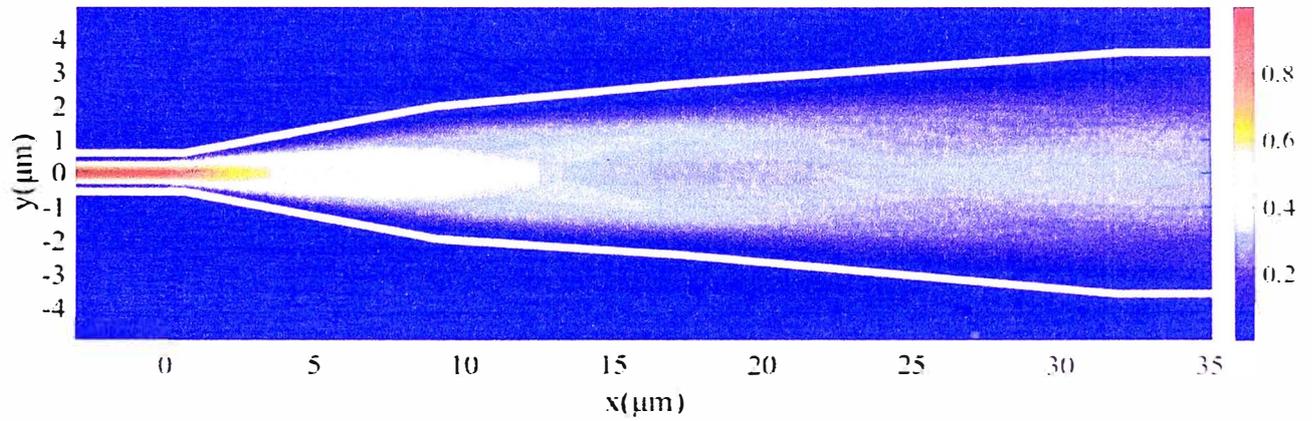


(a) Convertidor de tamaño de haz no trapezoidal

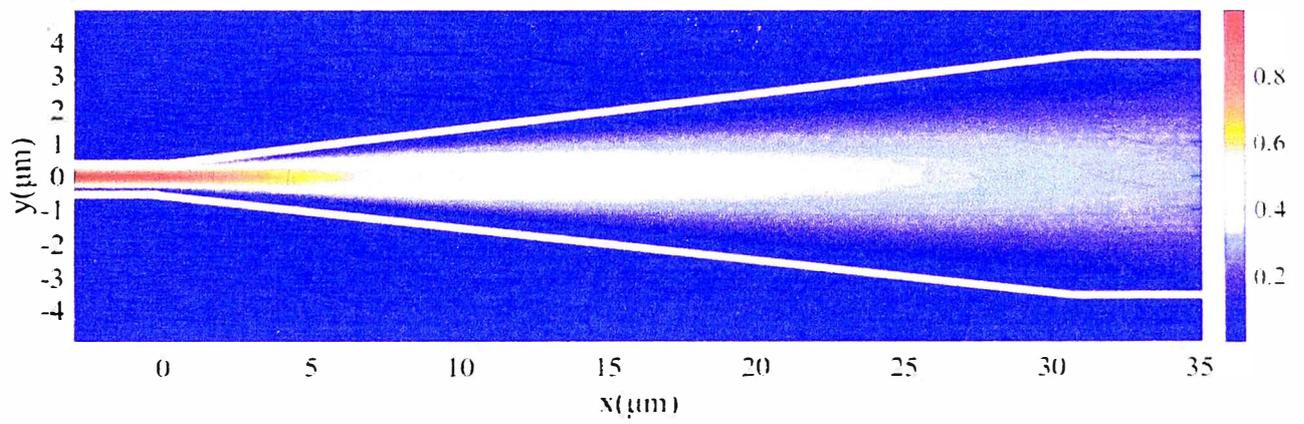


(b) Convertidor de tamaño de haz trapezoidal

Figura 3.9: Comparación del Índice de refracción de los distintos convertidores de tamaño de haz, en el cual se puede apreciar los sectores definidos en la tabla 3.4



(a) Convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal



(b) Convertidor de tamaño de haz de geometría trapezoidal

Figura 3.10: Comparación de la distribución de la magnitud normalizada del campo eléctrico en los diferentes convertidores de tamaño de haz.

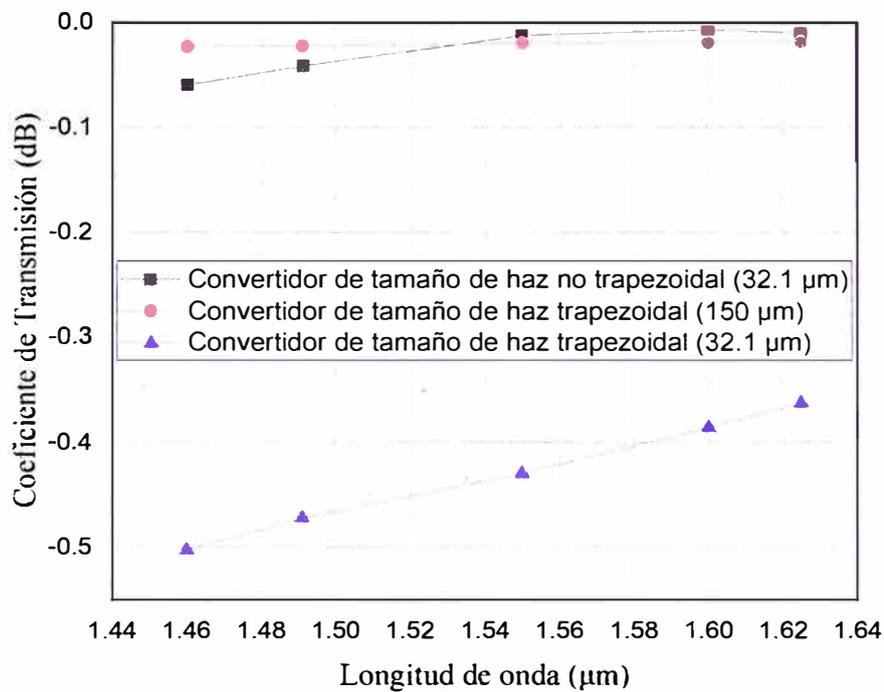


Figura 3.11: Coeficiente de transmisión (dB) para tres modelos distintos de convertidores de tamaño de haz en distintas longitudes de onda

En la figura 3.11 vemos la comparación entre el convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal de longitud  $32.1\mu\text{m}$  con dos convertidores de tamaño de haz de geometría trapezoidal de longitudes  $32.1\mu\text{m}$  y  $150\mu\text{m}$  respectivamente. De acuerdo con el gráfico, nuestro diseño presenta un acoplamiento con menos pérdidas para longitudes de onda superiores a  $1550\text{nm}$ , sin embargo para longitudes de onda inferiores a  $1550\text{nm}$  el convertidor de geometría trapezoidal de  $150\mu\text{m}$  presentó un acoplamiento con menos pérdidas.

### 3.2.3. Análisis de Error de fabricación

Nuestro dispositivo propuesto está basado en una guía de onda de 220 nm de altura, como se muestra en la figura 3.4. Este puede ser fabricado usando litografía UV, y su fabricación es factible en obleas de silicio sobre aislante.

Sin embargo, en litografía UV, el alineamiento de máscara puede afectar al diseño de fabricación. A pesar de que los convertidores de tamaño de haz son tolerantes a los errores de fabricación, hemos modificado la transmisión adiabática de nuestro dispositivo convertidor. Por consiguiente, presentamos un análisis de error de la sección transversal de  $\pm 5$  nm y  $\pm 10$  nm, el cual se muestra en la figura 3.12 y muestra que nuestro dispositivo tiene una alta tolerancia a los errores de fabricación.

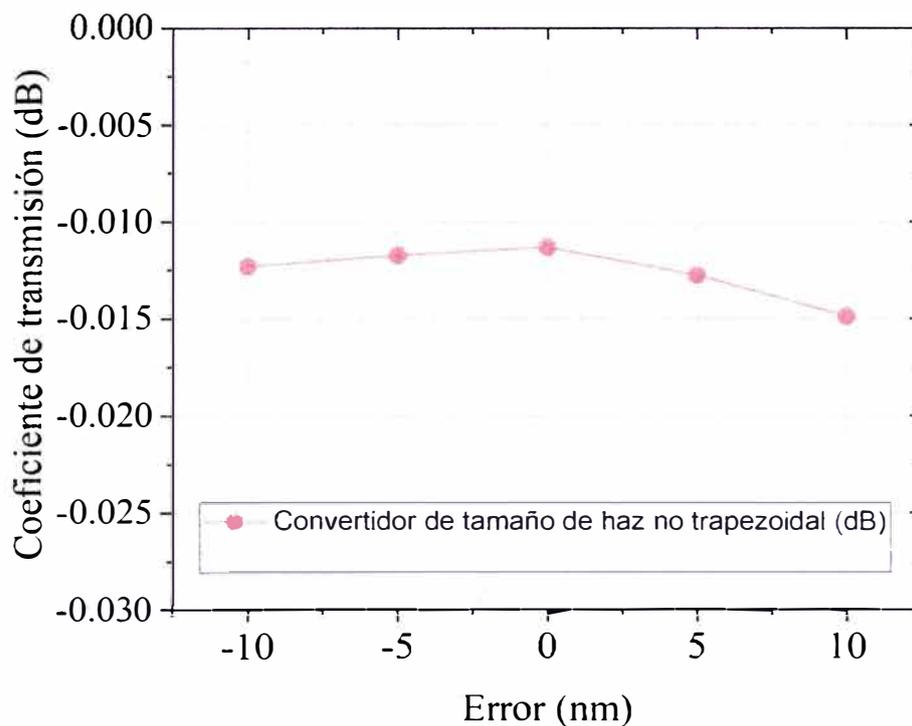


Figura 3.12: Análisis del error de fabricación para el dispositivo convertidor

## **Capítulo IV**

# **DISEÑO OPTOELECTRONICO DEL FOTODETECTOR**

### **4.1. Modelo equivalente circuital del fotodetector**

El fotodetector de tipo PIN, es modelado mediante un equivalente circuital; el cual está compuesto de una fuente de corriente, cuya corriente depende de la luz incidente; una capacitancia, la cual se origina por la interfaz metal - dieléctrico - metal; y los contactos metálicos (típicamente de aluminio), los cuales son modelados como una resistencia. En las figuras 4.1 y 4.2 se muestra el diseño en tres dimensiones y el equivalente circuital respectivamente.

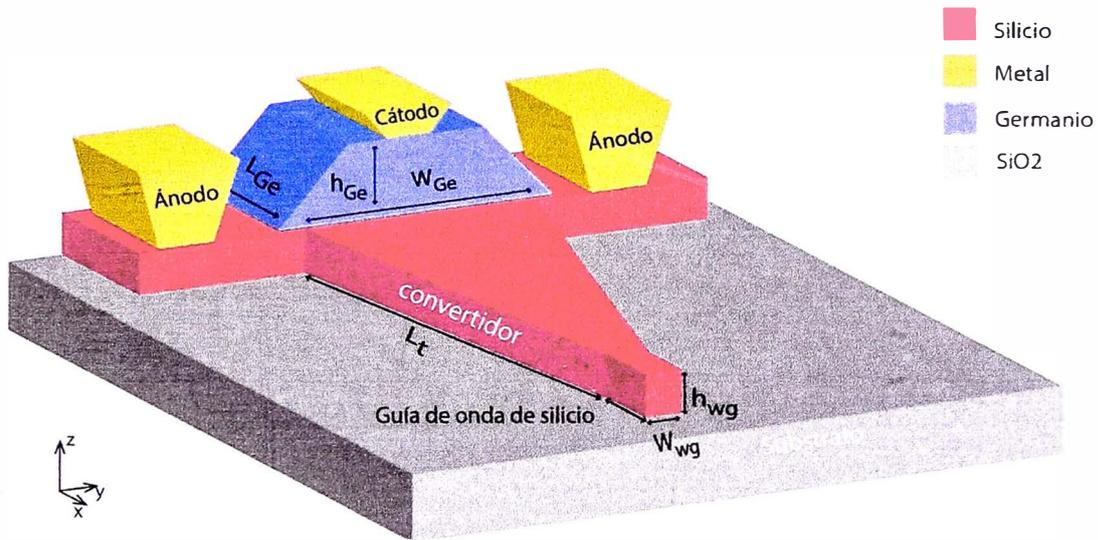


Figura 4.1: Diseño 3D del dispositivo fotodetector, el cual está acoplado al convertidor de tamaño de haz de geometría no trapezoidal

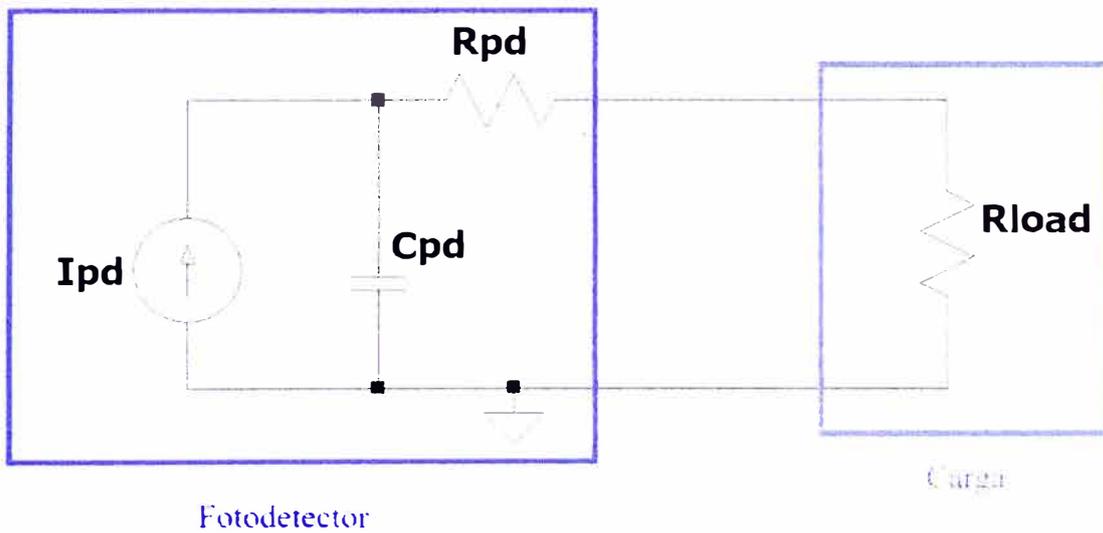


Figura 4.2: Equivalente circuital del fotodetector

### 4.1.1. Cálculo de las dimensiones óptimas del dispositivo fotodetector

Los parámetros de desempeño de los fotodetectores están directamente relacionados con sus dimensiones. Por ejemplo, el ancho de banda tiene un factor que depende de la capacitancia y la resistencia, como se definió en la sección 2.8.4 :

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi(R_{pd} + R_{Load})C_{pd}} \quad (4.1)$$

Donde  $R_{pd}$  es el valor de la resistencia del fotodetector,  $R_{load}$  es la resistencia de la carga y  $C_{pd}$  es la capacitancia del fotodetector. Entonces, la capacitancia del fotodetector, depende de sus dimensiones, a mayor área, mayor será la capacitancia, y de acuerdo con la ecuación (4.1), el factor RC disminuye.

Además, la potencia absorbida  $P_{abs}$  depende directamente de la longitud del dispositivo, la cual se relaciona con la siguiente ecuación.

$$P_{abs} = P_{in} - P_{tr} = P_{in}(1 - e^{-\alpha L_{Ge}}) \quad (4.2)$$

Donde  $P_{in}$  es la potencia incidente.  $P_{tr}$  es la potencia transmitida,  $\alpha$  es el coeficiente de absorción y  $L_{Ge}$  es la longitud del material absorbente, el cual es Germanio para nuestro caso..... [54].

#### Longitud del dispositivo

De acuerdo con la figura 4.3, para obtener un dispositivo fotodetector con un amplio ancho de banda, este debe tener una longitud muy pequeña. Sin embargo, si la longitud del dispositivo se reduce, la potencia absorbida disminuye, tal como se puede apreciar en la figura 4.4

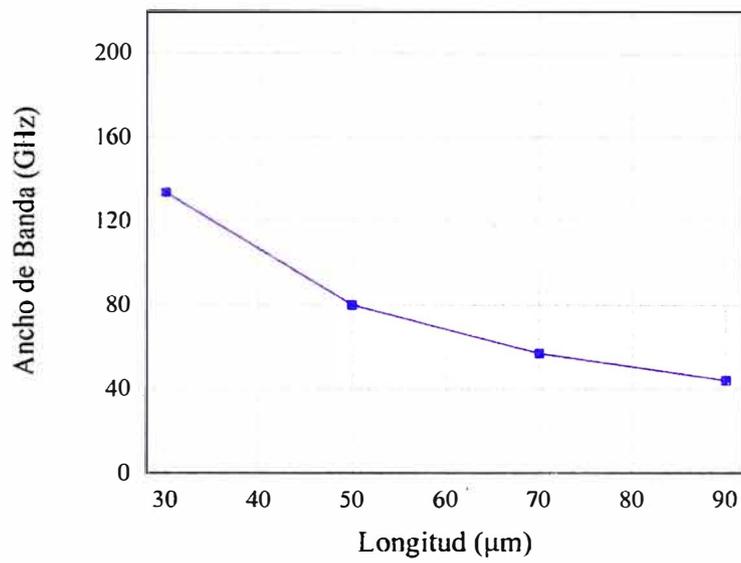


Figura 4.3: Ancho de banda a 3dB en función de la longitud del fotodetector de germanio de ancho  $8\mu m$  y alto  $0,5\mu m$

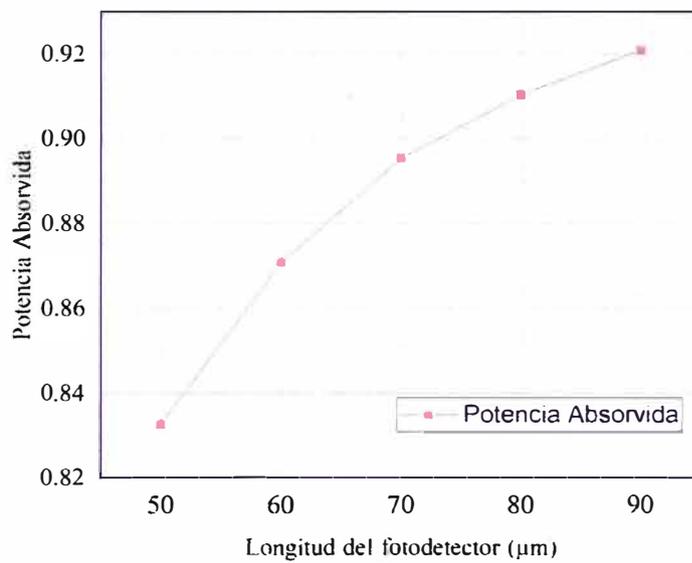


Figura 4.4: Potencia absorbida en función de la longitud del fotodetector de germanio de ancho  $8\mu m$  y alto  $0,5\mu m$

## Ancho del dispositivo fotodetector

El ancho óptimo del fotodetector se determinó mediante el análisis de la sensibilidad, como se aprecia en la figura 4.5. Para una longitud superior a 8  $\mu\text{m}$ , no existe una variación significativa.

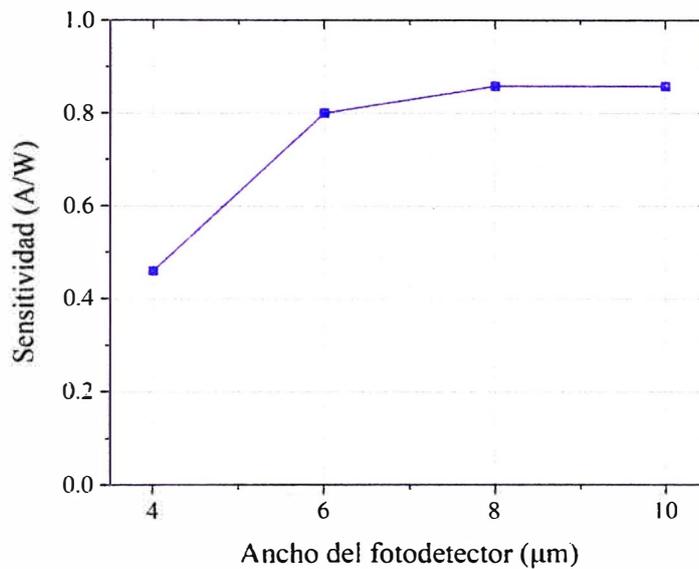


Figura 4.5: Sensibilidad del dispositivo fotodetector en función del ancho del fotodetector

### 4.1.2. Cálculo de los parámetros del modelo circuital del fotodetector

En esta sección procederemos a estimar los valores de la resistencia y capacitancia que corresponden al modelo equivalente circuital.

#### Cálculo de la capacitancia

En la herramienta Lumerical Charge, se implementó el fotodetector de geometría vertical con las mismas dimensiones definidas previamente en el inciso 3.1. En la figura 4.6 mostramos la sección transversal del fotodetector.

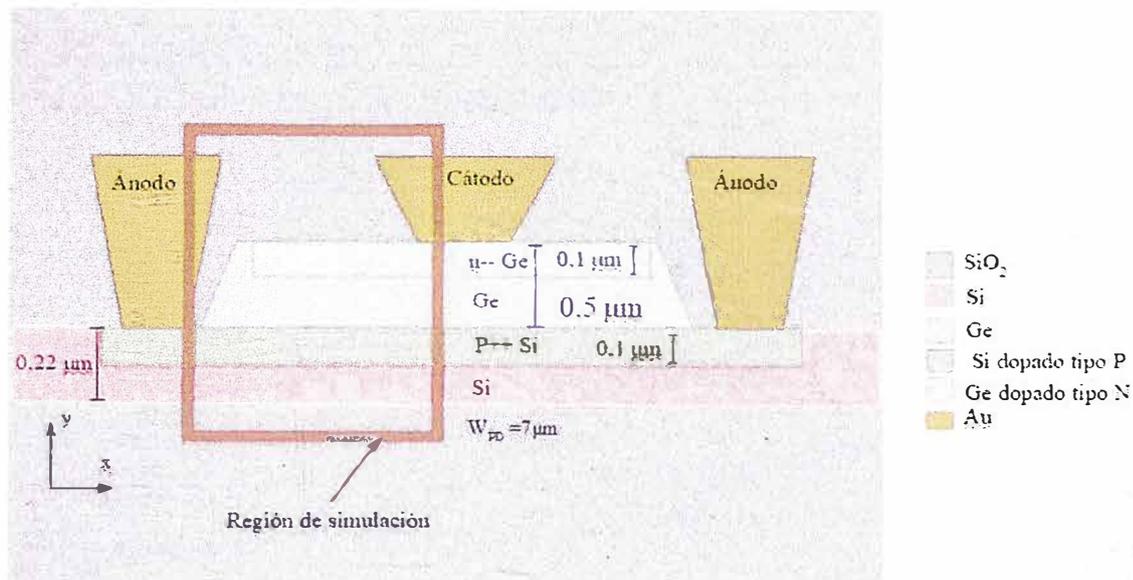


Figura 4.6: Sección transversal del fotodetector con la región de simulación de flujo de carga

El método empleado para calcular la capacitancia del fotodetector se basó en la división del diferencial de Carga entre la variación de voltaje, el cual permite determinar la capacitancia de la sección transversal del fotodetector en Faradios por micrómetro. Procedemos a definir la ecuación para el cálculo de la capacitancia del dispositivo fotodetector.

$$C_{pd} = 2 * C_{sección} * L \quad (4.3)$$

Donde  $L$  es la longitud del dispositivo fotodetector y  $C_{sección}$  es la capacitancia de la sección transversal. Según la gráfica, solo estamos calculando la capacitancia en la mitad del fotodetector, es por eso que se debe multiplicar por dos para obtener la capacitancia total del dispositivo. El código empleado está en el anexo.

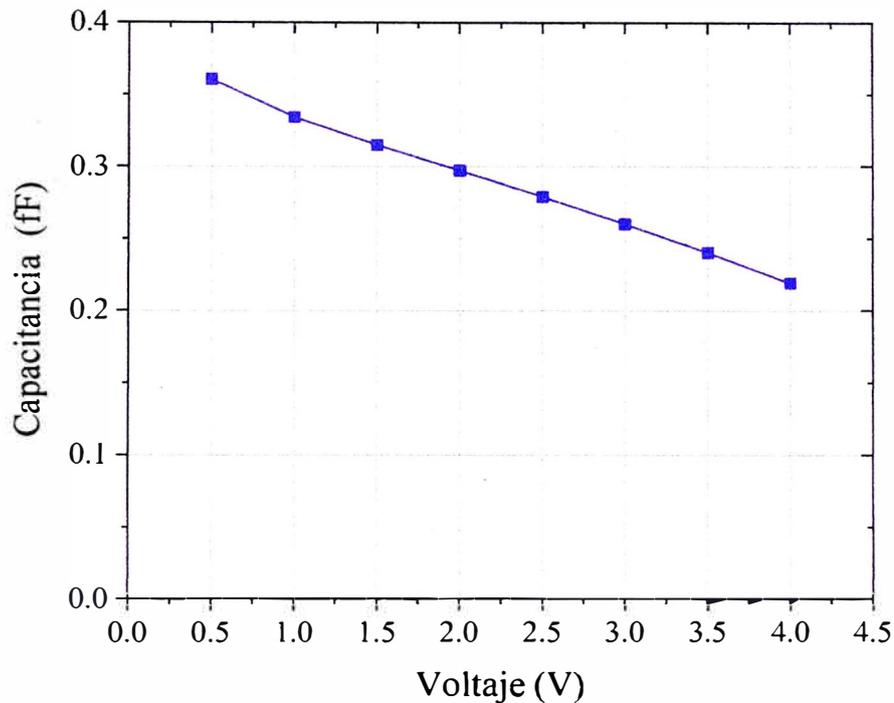


Figura 4.7: Capacitancia del fotodetector en función del Voltaje de polarización

Como se aprecia en la figura 4.7, la capacitancia del fotodetector depende del voltaje de polarización inversa que se le aplica; su valor es de  $0,334\text{ fF}/\mu\text{m}$  para el voltaje de  $-1\text{ V}$ . Por lo tanto, según la ecuación 4.2, el valor de la capacitancia total ( $C_{pd}$ ) será de  $66,8\text{ fF}/\mu\text{m}$

### Cálculo de la resistencia

Para el cálculo de la resistencia del fotodetector, se realizó una polarización directa al fotodetector, en la cual, se definió un conjunto de valores cercanos a  $1\text{ V}$  en el Ánodo y  $0\text{ V}$  en el cátodo; y se procedió a calcular la corriente total. De manera similar al cálculo de capacitancia, la corriente debe multiplicarse por dos. En la figura 4.8, se observa la gráfica de corriente vs voltaje y se aplicó una regresión lineal, cuya pendiente corresponde a la inversa de la resistencia del fotodetector ( $R_{pd}$ ) cuyo valor es de  $9,7\text{ ohmios}$ .

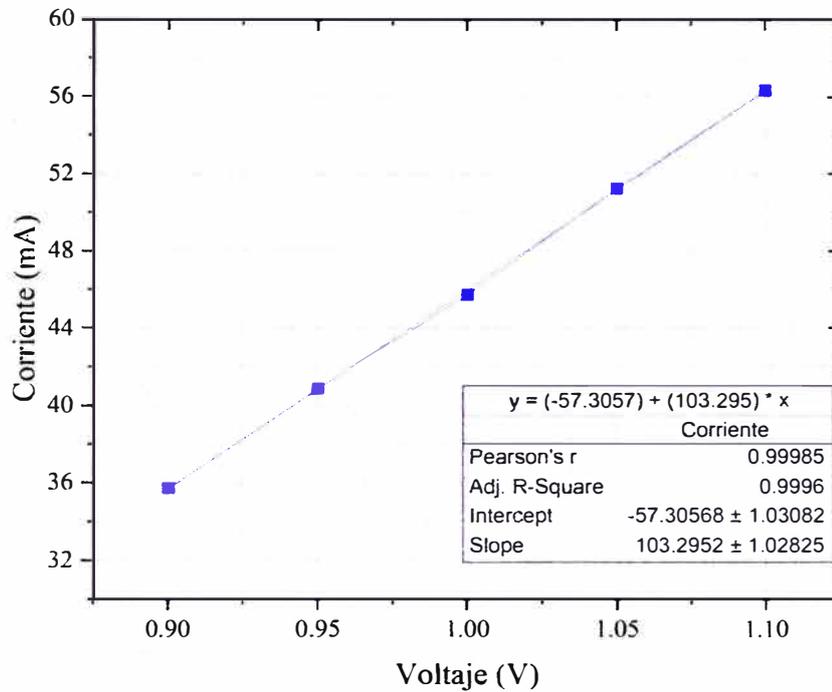


Figura 4.8: Corriente en función del voltaje de polarización directa en la vecindad de 1 V

## 4.2. Técnica de pico de ganancia (Gain PEAK)

Es una técnica que tiene como objetivo ampliar el ancho de banda de diversos dispositivos electrónicos, tales como amplificadores CMOS, de bajo ruido y fotodetectores, sin la necesidad de alterar su geometría. El principio de esta técnica consiste en acoplar un inductor para contrarrestar las capacitancias parásitas que limitan el ancho de banda del dispositivo original. En la tabla 4.1, podemos apreciar trabajos previos donde han implementado esta técnica.

Artículos previos	C.H. Wu y otros [55].	Y. H. Yu y otros [56].	Mohan y otros[57].
Tipo de dispositivo	Amplificador CMOS	Amplificador de bajo ruido	Amplificador CMOS
Ancho de banda a 3dB	7.2 GHz	1.2 GHz	1.2 GHz

Tabla 4.1: Artículos previos de distintos dispositivos que han aplicado la técnica de pico de ganancia

#### 4.2.1. Técnica del pico de ganancia - inductor Ideal

En el modelo ideal, consideramos que el inductor, no tiene componente capacitiva, ni resistiva, y su equivalente circuital es mostrado en la figura 4.9. Procedemos a realizar el respectivo análisis circuital [58].

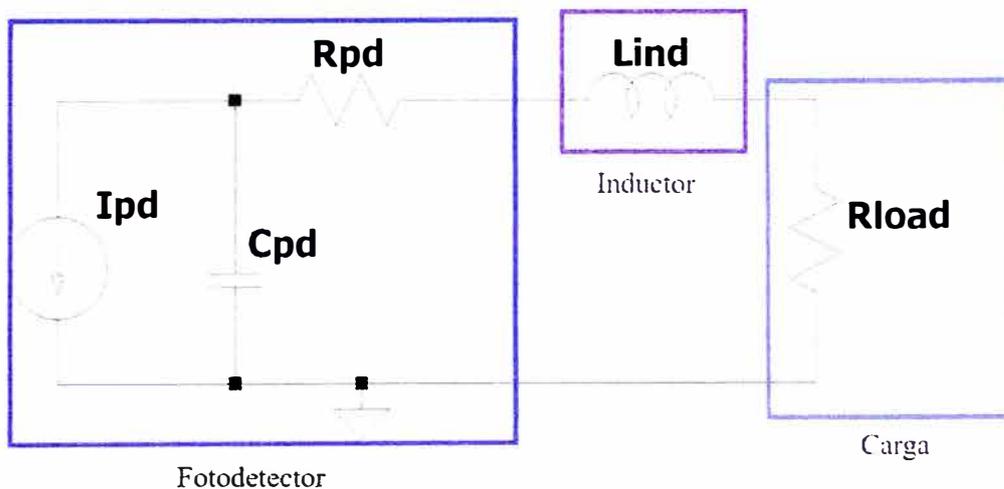


Figura 4.9: Equivalente Circuital de un fotodetector de banda ancha acoplado a un inductor ideal

Definimos la función de transferencia  $H(\omega)$ , que es equivalente a la relación de la corriente de la carga entre la corriente de entrada.

$$H(\omega) = \frac{I_{Carga}}{I_{fotodetector}} \quad (4.4)$$

Mediante análisis circuital llegamos a la ecuación:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + (R_{pd} + R_{load} + j\omega L_{ind})j\omega C_{pd}} \quad (4.5)$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 L_{ind} C_{pd} + (R_{pd} + R_{load})j\omega C_{pd}} \quad (4.6)$$

En base a la ecuación (4.4), para hallar el máximo ancho de banda a 3dB, determinamos la magnitud de H y la igualamos a  $1/\sqrt{2}$

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_{ind} C_{pd})^2 + \omega^2 (R_{pd} + R_{load})^2 C_{pd}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.7)$$

Despejamos el denominador y obtenemos la ecuación:

$$0 = -1 + \omega^2 [(R_{pd} + R_{load})^2 C_{pd}^2 - 2L_{ind} C_{pd}] + \omega^4 (L_{ind}^2 C_{pd}^2) \quad (4.8)$$

Es posible calcular el valor de la inductancia que determina el máximo ancho de banda a 3dB cuya variable es  $\omega_c$ , para eso empleamos la derivada implícita  $\frac{d\omega}{dL_{ind}}$  en la ecuación (4.8) y obtenemos:

$$2\omega \left( \frac{d\omega}{dL_{ind}} \right) (R_{pd} + R_{load})^2 C_{pd}^2 - (2\omega^2 C_{pd} + 4\omega \left( \frac{d\omega}{dL_{ind}} \right) L_{ind} C_{pd}) + C_{pd}^2 (4\omega^3 \left( \frac{d\omega}{dL_{ind}} \right) L_{ind}^2 + \omega^4 2L_{ind}) \quad (4.9)$$

Aplicamos la condición  $\frac{d\omega}{dL_{ind}} = 0$ , y obtenemos que el valor de la inductancia es:

$$L_{ind} = \frac{1}{\omega^2 C_{pd}} \quad (4.10)$$

Reemplazamos la ecuación 4.10, en la ecuación 4.9, obtenemos  $\omega_c$  en función de los pará-

metros del fotodetector.

$$\omega_c = \frac{\sqrt{2}}{(R_{pd} + R_{load})C_{pd}} \quad (4.11)$$

Igualamos con:

$$\frac{1}{\sqrt{L_{ind}C_{pd}}} \quad (4.12)$$

y despejamos  $L_{ind}$ :

$$L_{ind} = \frac{C_{pd}(R_{pd} + R_{load})^2}{2} \quad (4.13)$$

Entonces, la ecuación 4.13 representa el valor de inductancia que nos da el máximo ancho de banda a 3 dB. Sin embargo, esta ecuación solamente se cumple en casos de inductores ideales, en otras palabras, inductores sin componente resistivo, ni capacitivo.

De manera adicional, podemos determinar el valor máximo de la función de transferencia, entonces derivamos respecto a la frecuencia angular e igualamos a cero.

$$\frac{\partial |H(\omega)|}{\partial \omega} = 0 \quad (4.14)$$

$$\omega_{max} = \frac{\sqrt{\frac{-2(C_{pd}(R_{load} + R_{pd})^2 - 2L_{ind})}{C_{pd}}}}{2L_{ind}} \quad (4.15)$$

Entonces vemos que el valor de la frecuencia angular donde la función de transferencia es máxima, depende del valor de la inductancia. Para obtener el valor máximo de la función de transferencia reemplazamos la ecuación 4.15 en la ecuación 4.6 entonces el valor máximo es de:

$$|H(\omega_{max})| = \frac{2 \left| \frac{L_{ind}}{R_{load} + R_{pd}} \right|}{\sqrt{-C_{pd}(C_{pd}(R_{load} + R_{pd})^2 - 4L_{ind})}} \quad (4.16)$$

Es posible hallar el valor máximo en tres distintos casos, los cuales se resumen en la tabla 4.2.

	$L_{ind} < \frac{C_{pd}(R_{pd} + R_{load})^2}{2}$	$L_{ind} = \frac{C_{pd}(R_{pd} + R_{load})^2}{2}$	$L_{ind} > \frac{C_{pd}(R_{pd} + R_{load})^2}{2}$
$ H(\omega_{max}) $	$ H(\omega_{max}) $ No existe	$ H(\omega_{max})  = 1$	$ H(\omega_{max})  > 1$

Tabla 4.2: Comparación del valor de  $|H(\omega_{max})|$  para los tres diferentes casos.

#### 4.2.2. Técnica del pico de ganancia - Inductor Microstrip

El inductor fue diseñado en una línea de transmisión microstrip, la cual se rige por el modelo estándar de línea de transmisión, es por eso que, además de la inductancia  $L_{ind}$ , tenemos un componente capacitivo, denotado como  $C_{ind}$ , el cual está formado por las capacitancias mutuas entre las pistas y un componente resistivo que proviene de la franja de conducción, denotado como  $R_{ind}$ . Además, existe una capacitancia adicional que se origina por la interfaz metal - Dieléctrico - metal de la línea de transmisión, la cual se va a acoplar a la carga ( $C_{load}$ )[59]. En la figura 4.10, podemos apreciar el modelo circuital:

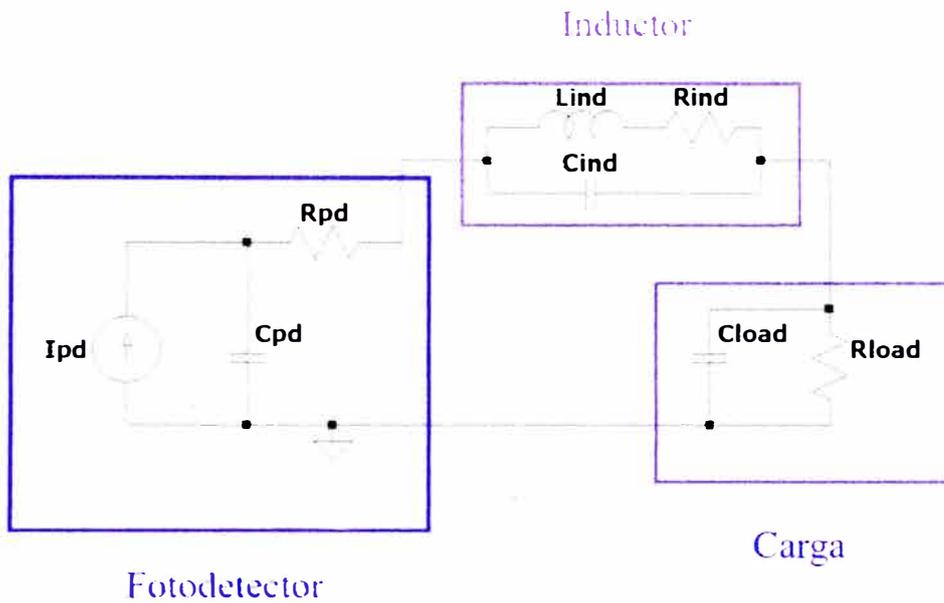


Figura 4.10: Equivalente circuital de un fotodetector de banda ancha acoplado a inductor microstrip

Entonces la ecuación de transferencia para este modelo es:

$$H(\omega) = \frac{1}{(1 + (j\omega C_{pd})(R_{pd} + Z_{ind} + Z_{load}))} \quad (4.17)$$

La impedancia del microstrip inductor:

$$Z_{ind} = \frac{(R_{ind} + j\omega L_{ind})\left(\frac{1}{j\omega C_{ind}}\right)}{R_{ind} + j\omega L_{ind} + \frac{1}{j\omega C_{ind}}} \quad (4.18)$$

La impedancia de la carga:

$$Z_{Load} = \frac{R_{Load}\left(\frac{1}{j\omega C_{Load}}\right)}{R_{Load} + \frac{1}{j\omega C_{Load}}} \quad (4.19)$$

Para este caso no es posible realizar una optimización como el caso del inductor ideal, aun así es posible elegir determinados valores de  $L_{ind}$  y  $C_{Carga}$  con la finalidad de obtener el mayor ancho de banda para un determinado fotodetector. Cabe mencionar que la componente capacitiva ( $C_{ind}$ ) y resistiva del fotodetector ( $R_{ind}$ ), tienen un efecto negativo en el ancho de banda, por ende estos valores dependerán principalmente de la geometría del inductor microstrip.

En la Tabla 4.3, mostramos los artículos previos sobre fotodetectores con inductores de "pico de Ganancia".

Artículos Previos	Novack y otros[5].	Gould y otros[60]	D.Y. Wu y otros[61].	Este Trabajo
Material	Ge	Ge	Ge	Ge
Fabricado	Si	No	Sis	No
Área del fotodetector	$8 \times 10 \mu m^2$	No especifica	$4 \times 25 \mu m^2$	$8 \times 100 \mu m^2$
Área del inductor	$100 \times 100 \mu m^2$	$75 \times 75 \mu m^2$	No especifica	$100 \times 100 \mu m^2$
Ancho de banda 3-dB Sin método de optimización	30 GHz	21.2 GHz	44 GHz	39.9 GHz
Método de optimización empleado	Pico de ganancia	Pico de ganancia	Pico de ganancia	Pico de ganancia
Ancho de banda 3-dB con método de optimización	60 GHz	31.8 GHz	62 GHz	62 GHz
Valor del inductor empleado	360 pH	375 pH	276 pH	118 pH

Tabla 4.3: Artículos previos de Fotodetectores que han empleado la técnica del pico de ganancia

### 4.2.3. Diseño del inductor

Se diseñó dos inductores para ampliar el ancho de banda, en el Software CST 2020. Ambos inductores emplearon oro como material conductor y dióxido de silicio para el sustrato, poseen una geometría espiralada, con un ancho de cinta de  $8.3 \mu m$ , alto de franja de conducción de  $1 \mu m$ ; y un alto de sustrato de  $5.5 \mu m$ , el cual es importante para que estos inductores tengan una impedancia de entrada y salida de 50 ohmios. Cabe mencionar que, ambos inductores presentan un diseño ventajoso ya que son totalmente planares y no poseen uniones inferiores, como se

muestran en las figuras 4.11 y 4.12

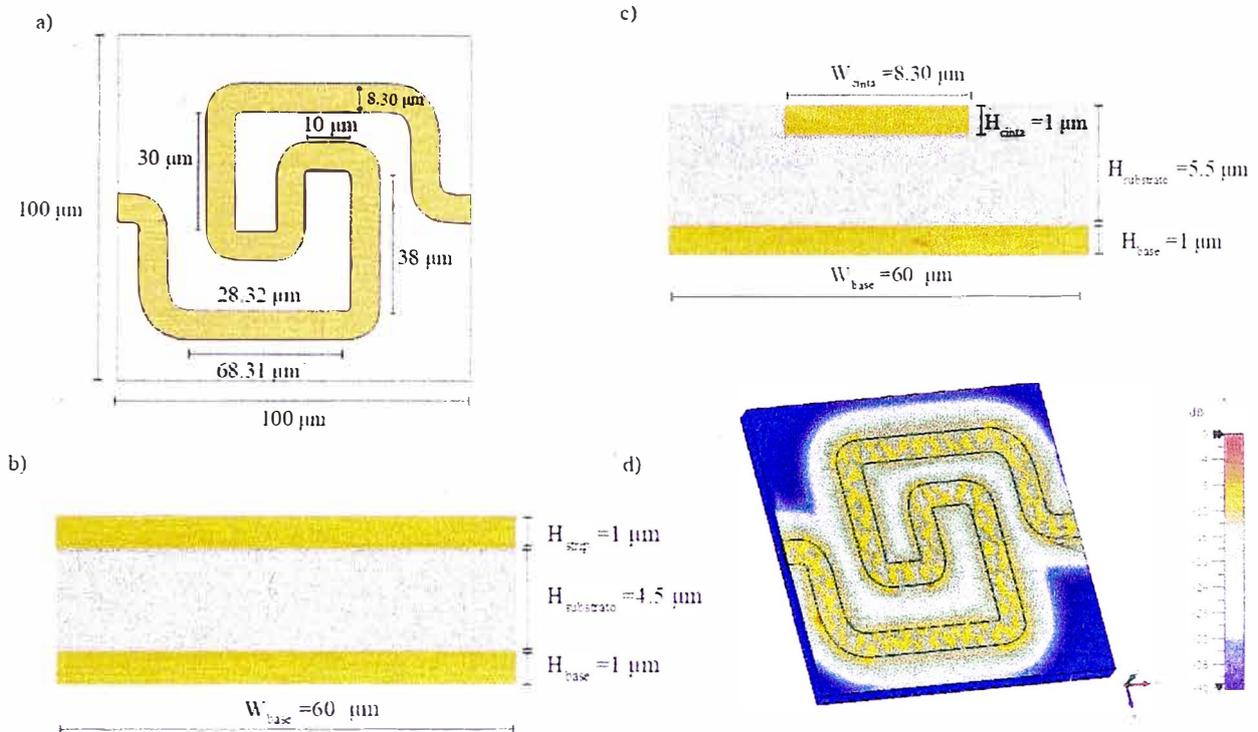


Figura 4.11: Inductor pequeño: (a) vista Superior del fotodetector, (b) vista lateral del fotodetector, (c) vista frontal del fotodetector (d) Distribución normalizada de la intensidad de campo eléctrico.

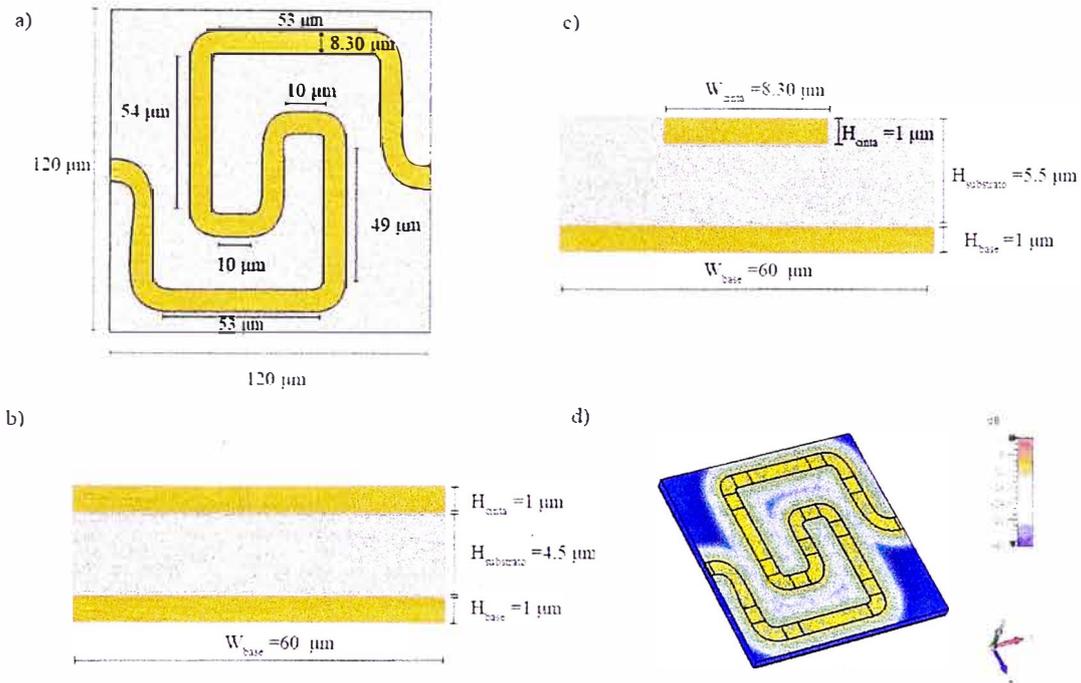


Figura 4.12: Inductor grande: (a) vista Superior del fotodetector, (b) vista lateral del fotodetector, (c) Vista frontal del fotodetector (d) distribución normalizada de la intensidad de campo eléctrico

Luego mediante la función Matlab *s2rlgc* hemos determinado los valores de los parámetros  $L_{pico}$ ,  $C_{pico}$  y  $R_{pico}$ , según el modelo circuital mostrado en la figura 4.10 . Para determinar los valores de  $C_{Carga}$ , hemos empleado un circuito equivalente para cada inductor. Estos valores son mostrados en la tabla.4.4

Parametro	Inductor Pequeño	Inductor Grande
$L_{pico}$	118 pH	166 pH
$R_{pico}$	16.5 $\Omega$	20 $\Omega$
$C_{pico}$	3.5 fF	5.6 fF
$C_{carga}$	1 fF	2 fF

Tabla 4.4: Valores de los parámetros del modelo circuital real, para ambos inductores

## 4.3. Análisis de Resultados

### Esquemático del sistema completo

El sistema completo del dispositivo fotodetector de amplio ancho de banda se divide en tres etapas. En la primera etapa, una onda electromagnética de 1550 nm ingresa a la guía de onda de 0.5 nm la cual se acopla al convertidor de tamaño de haz con la finalidad de acoplarse al fotodetector con mínimas pérdidas. En la segunda etapa, el fotodetector tiene como finalidad generar corriente eléctrica cuando la onda electromagnética incide en el germanio, por lo cual la llamaremos fotocorriente. En la tercera etapa, el inductor de pico de ganancia tiene como finalidad extender el ancho de banda. En la figura 4.13, podemos apreciar las tres etapas juntas.

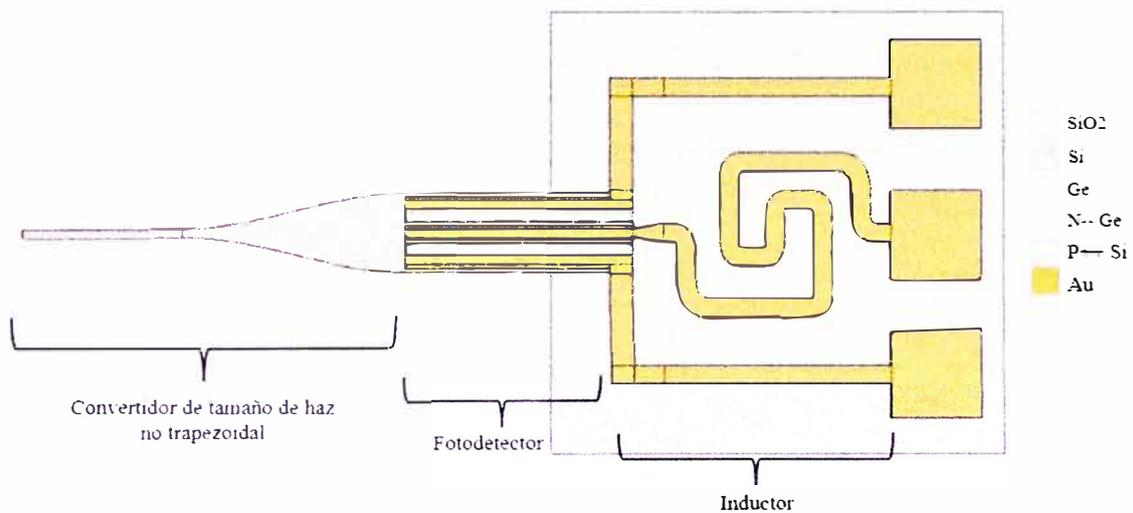


Figura 4.13: Dispositivo fotodetector completo. en donde se aprecian los 3 componentes principales, el convertidor de tamaño de haz, el fotodetector y el inductor.

### Modelo circuital

En el software CST, implementamos el equivalente circuital, que se ha definido en la sección 4.4, el cual se conecta al inductor microstrip para amplificar el ancho de banda. En la figura 4.14, se muestra el modelo circuital fotodetector - inductor.

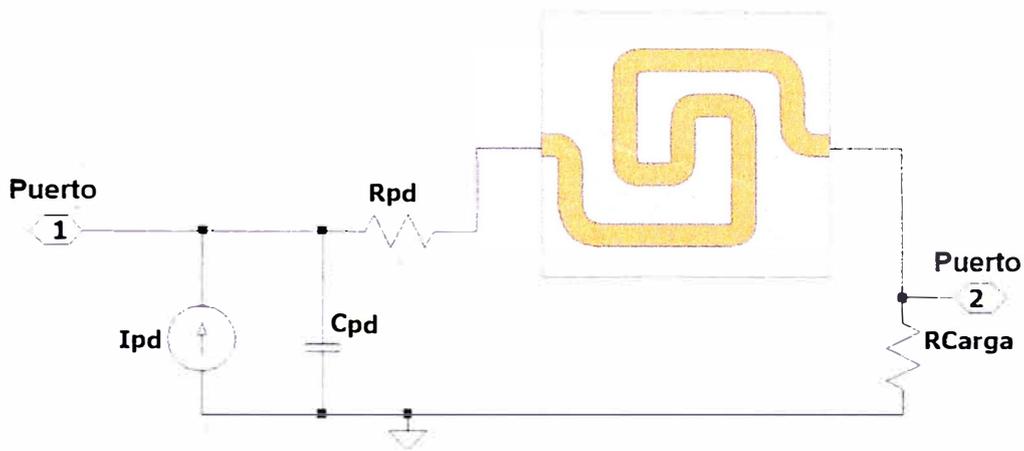


Figura 4.14: Modelo del equivalente circuital fotodetector-inductor realizado en el software CST

Para obtener la función de transferencia del sistema fotodetector-inductor, se implementó una simulación de señal sinusoidal de corriente, con una amplitud de 1 mA, y cuyo rango de frecuencias varía entre 1 a 100 GHz. Luego, se procedió a extraer los valores de corriente del puerto 2, los cuales se dividen con los valores del puerto 1. Esta simulación, se realizó tres veces, en la primera vez solo se determinó la función de transferencia del fotodetector, en los dos siguientes casos, se determinó la función de transferencia del fotodetector con el inductor pequeño y el inductor grande, respectivamente. Estos resultados obtenidos son mostrados en la figura 4.15.

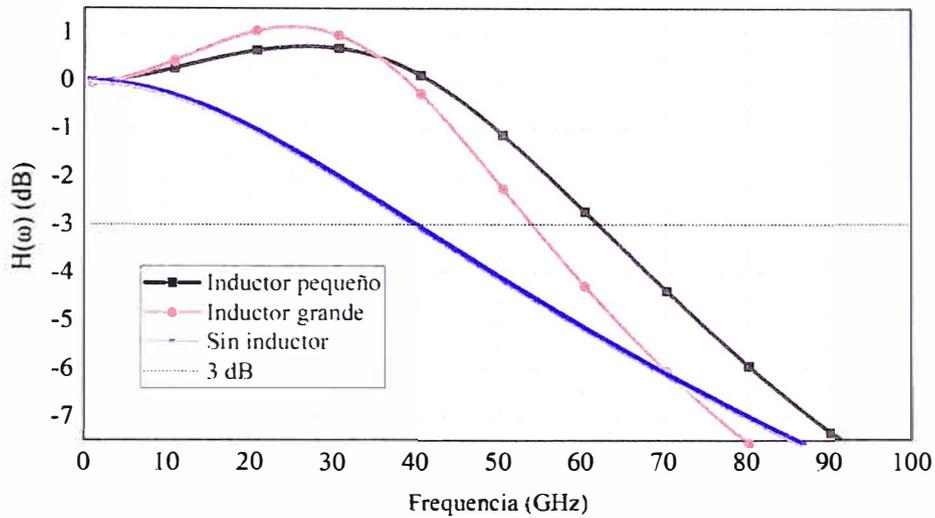


Figura 4.15: Gráfico de la función de transferencia vs frecuencia, donde apreciamos 3 gráficas distintas, **curva azul** fotodetector sin inductor, **curva roja** fotodetector con el inductor grande, **curva negra** fotodetector con el inductor pequeño

En los dos últimos casos, la función de transferencia se aproxima a un filtro pasabajo, pero cuando el fotodetector está conectado al inductor grande, presenta una pendiente más vertical. Además, se ha determinado el ancho de banda a 3dB para los tres diferentes casos; para el fotodetector sin inductor, es de 39,9 GHz; para el fotodetector con el inductor pequeño, es de 62 GHz, y para el inductor grande, es de 54.06 GHz. En conclusión, la mejora del ancho de banda es de 55.38 % para el fotodetector con el inductor pequeño y 35.48 % para el fotodetector con el inductor grande.

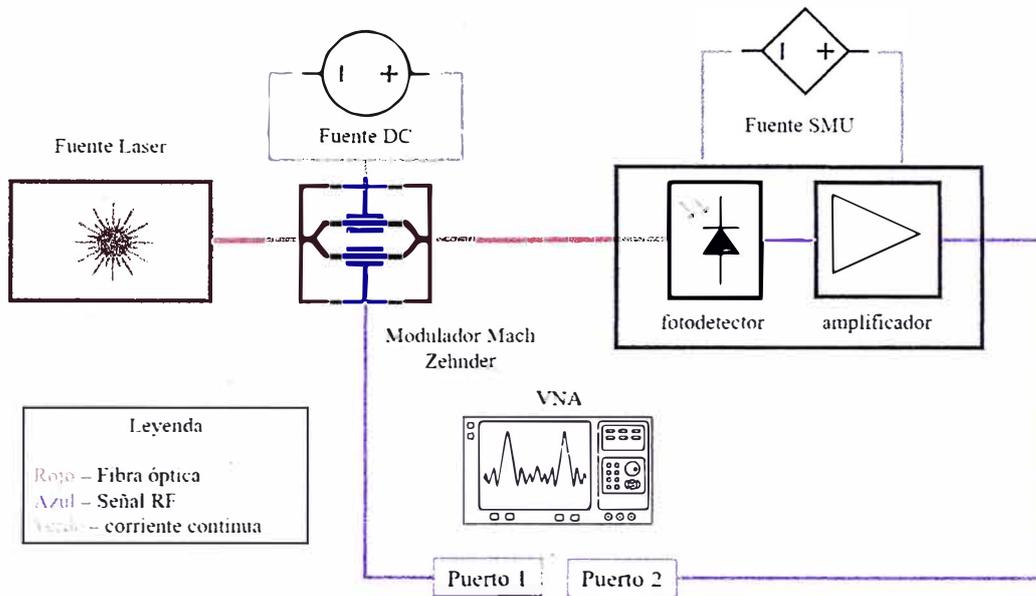
# Capítulo V

## Parte experimental - técnica del pico de ganancia

El objetivo de nuestro experimento es verificar la técnica del pico de ganancia en un fotodetector comercial conectado a un inductor. El fotodetector elegido es el thorlabs RX10AF y el inductor será fabricado en línea de transmisión microstrip de sustrato fr4 y placa conductora de cobre.

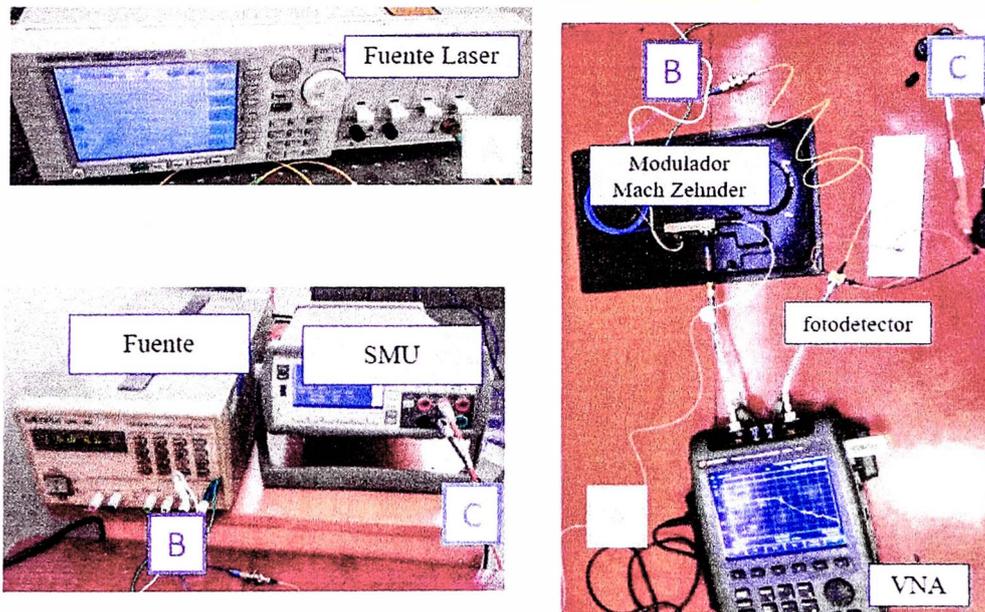
### 5.1. Primer experimento - caracterización del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector

El primer experimento tiene como finalidad caracterizar el sistema modulador Mach Zehnder-fotodetector. Para la medición de los parámetros S del fotodetector thorlabs RX10AF, se utilizó un VNA el cual envía una señal de Radio frecuencia a un modulador Mach Zehnder de intensidad de la marca thorlabs, modelo LN81S.



(a) Esquema de conexión del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector

### Montaje experimental



(b) Montaje experimental: punto A. conexión fuente laser - modulador Mach Zehnder, punto B. conexión fuente de voltaje - modulador Mach Zehnder, punto C conexión SMU - fotodetector.

Figura 5.1: Esquema de conexiones y montaje del sistema modulador Mach-Zehnder - fotodetector

En la figura 5.1a se muestra el esquema de conexión y en la figura 5.1b se muestra el montaje experimental. El puerto 1 del VNA se conectó a la entrada RF del modulador Mach Zehnder y el puerto 2 del VNA se conectó a la salida RF del fotodetector Thorlabs RX10AF. La fuente láser tiene como finalidad generar el Haz infrarrojo que ingresa al modulador Mach zehnder, la fuente de voltaje mantiene al modulador Mach Zehnder en su región lineal y la fuente de precisión SMU proporciona el voltaje adecuado para el correcto funcionamiento del fotodetector.

Encendimos los equipos con la siguiente configuración:

Equipo	Configuración
Fuente Laser	Longitud de onda: 1550 nm , Potencia: 6 dBm
VNA	Potencia de entrada: -15 dBm, Rango de frecuencias : 300 KHz a 12 GHz
Modulador Mach Zehnder	Voltaje de polarización al modulador: 4 V
Fuente SMU	Voltaje de alimentación al fotodetector: 3.3 V

Tabla 5.1: Parámetros de configuración de los equipos

Exportamos los datos de los parámetros S, con la finalidad de determinar el equivalente circuital del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector. el cual nos permite diseñar el inductor para la realización de la técnica gain peak.

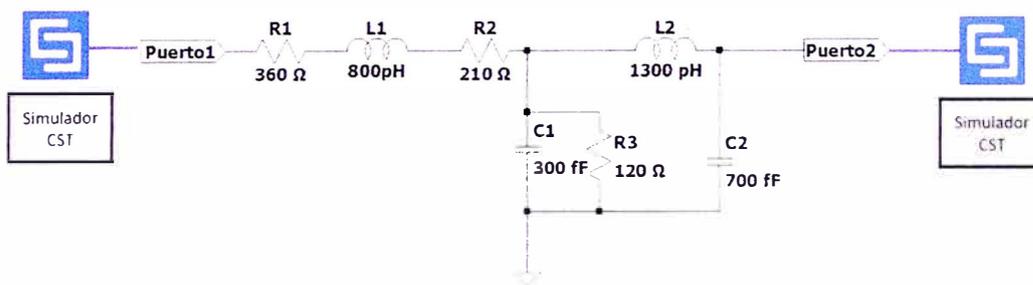


Figura 5.2: Equivalente circuital del sistema Mach Zehnder - fotodetector

En la figura 5.9 , se muestra el equivalente circuital aproximado en el software CST. el cual se asemeja a un filtro pasabajos de segundo orden.

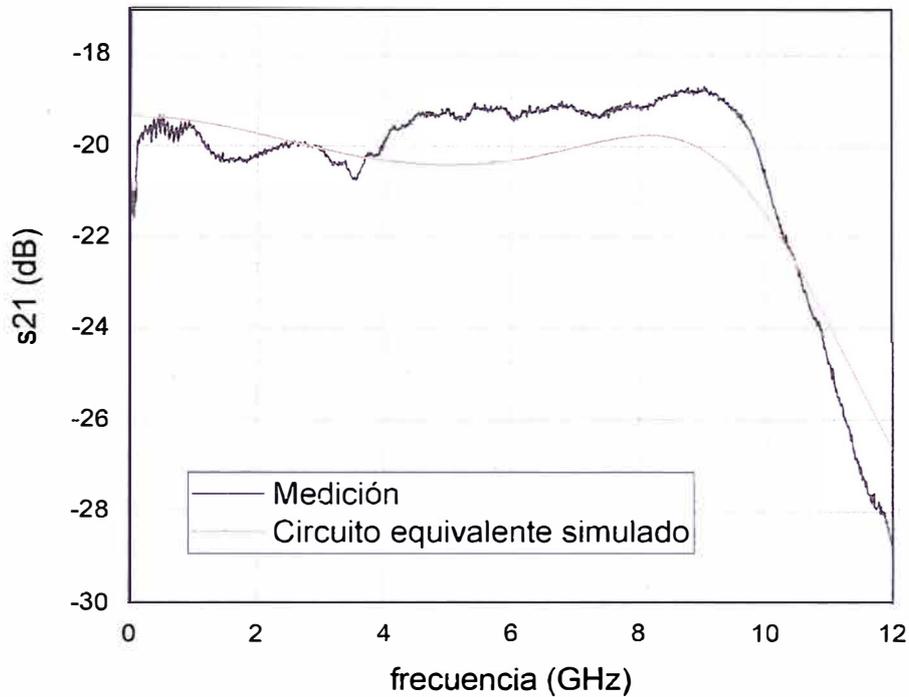


Figura 5.3: S21 vs frecuencia del sistema Modulador Mach Zehnder - fotodetector , la curva de color negro representa al parámetro s21 obtenido de la medición del VNA, la curva de color rojo representa al parámetro s21 obtenido del equivalente circuital

En la figura 5.3. la curva de color negro representa el parámetro s21 que se obtuvo de la medición del VNA del sistema Mach Zehnder - fotodetector. en un rango de frecuencias de 300 KHz a 12 GHz. En cambio la curva de color rojo representa al parámetro s21 que se obtuvo de la simulación realizada en el software CST del modelo circuital equivalente al sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector. El ancho de banda a 3 dB del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector medido por el VNA es de 10.212 GHz.

## 5.2. Fabricación y caracterización del Inductor

El inductor fue diseñado en el software CST en substrato fr4 y material metálico de cobre. Su geometría se puede apreciar en las figuras 5.4a y 5.4b. El inductor fue simulado en CST desde los 12 MHz hasta los 12 GHz con la finalidad de obtener la distribución de campo eléctrico mostrada en la figura 5.4c.

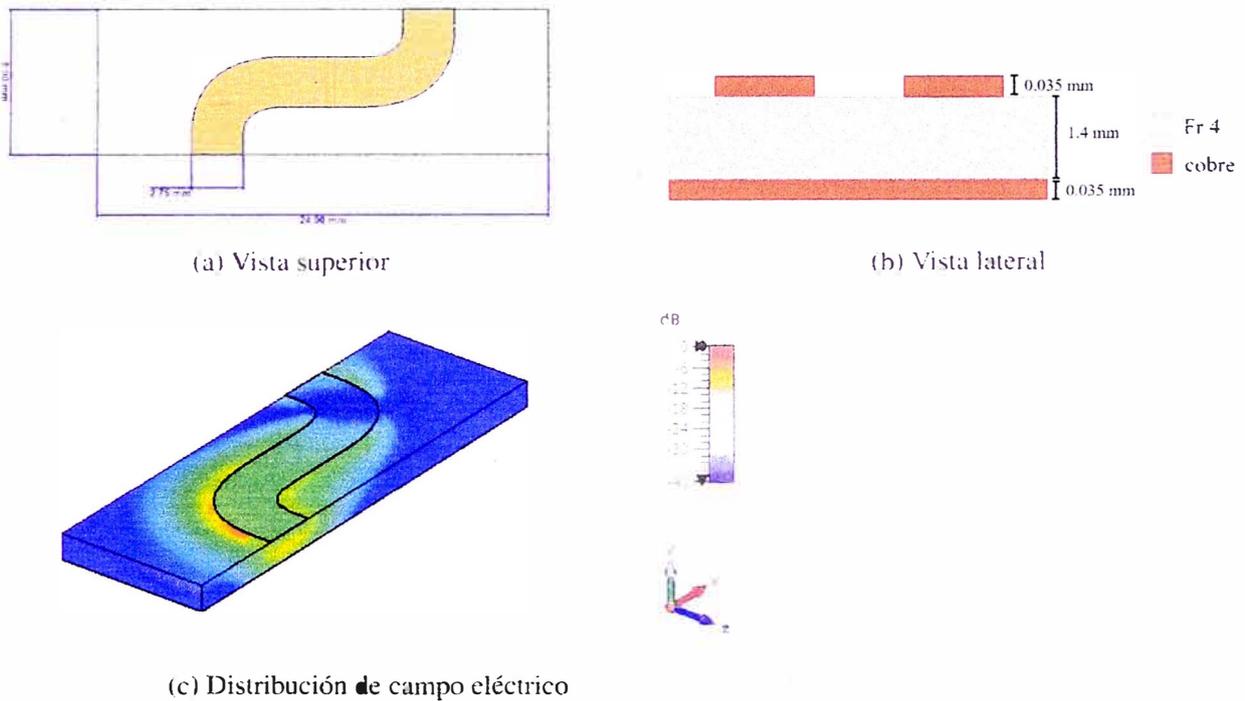


Figura 5.4: Diseño del inductor en el software CST

En el software CST, se interconectó el inductor simulado en CST con el equivalente circuital del modulador Mach Zender - Fotodetector. Luego, se realizó una simulación de parámetros S.

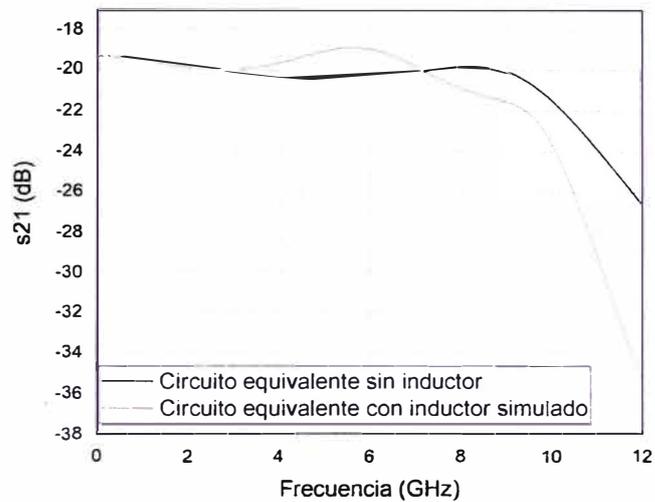


Figura 5.5: Parámetro S21 de los equivalentes circuitales: la curva de color negro representa al sistema Mach Zehnder-fotodetector sin el inductor. La curva de color rojo, al sistema Mach Zehnder-fotodetector con el inductor simulado en CST

En la figura 5.5, se observa el pico de ganancia en un rango determinado de frecuencias desde los 2.7 GHz hasta 6.7 GHz. Luego, se realizó la fabricación del inductor en fr4 mediante un taladro cnc. Además, dos conectores SMA de 50 ohm fueron soldados. Su geometría se puede apreciar en el figura 5.6

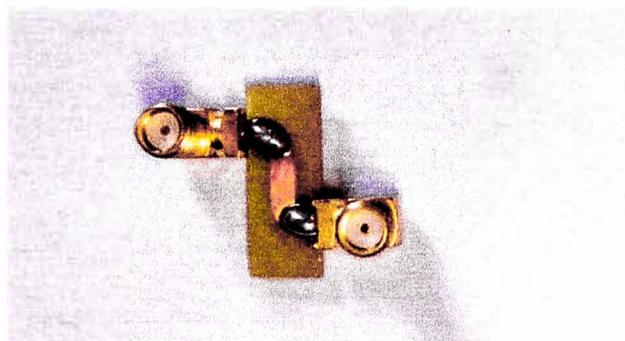
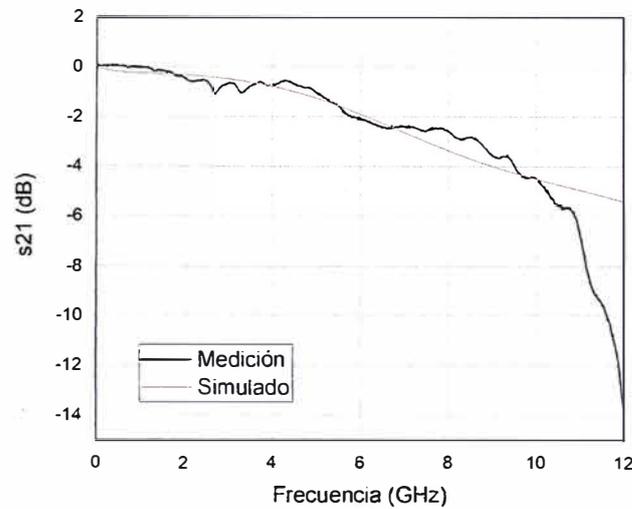
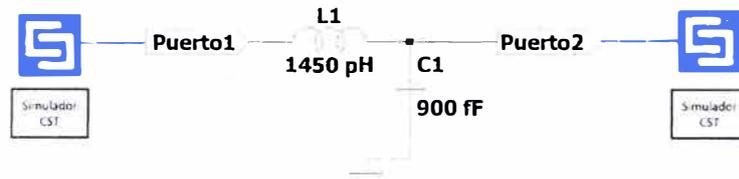


Figura 5.6: Vista superior del inductor fabricado



(a) Comparación de los parámetros  $s_{21}$ ; la curva de color negro, representa a la medición del VNA del inductor fabricado; la curva de color rojo, la medición del inductor simulado en CST



(b) Equivalente circuital del inductor fabricado

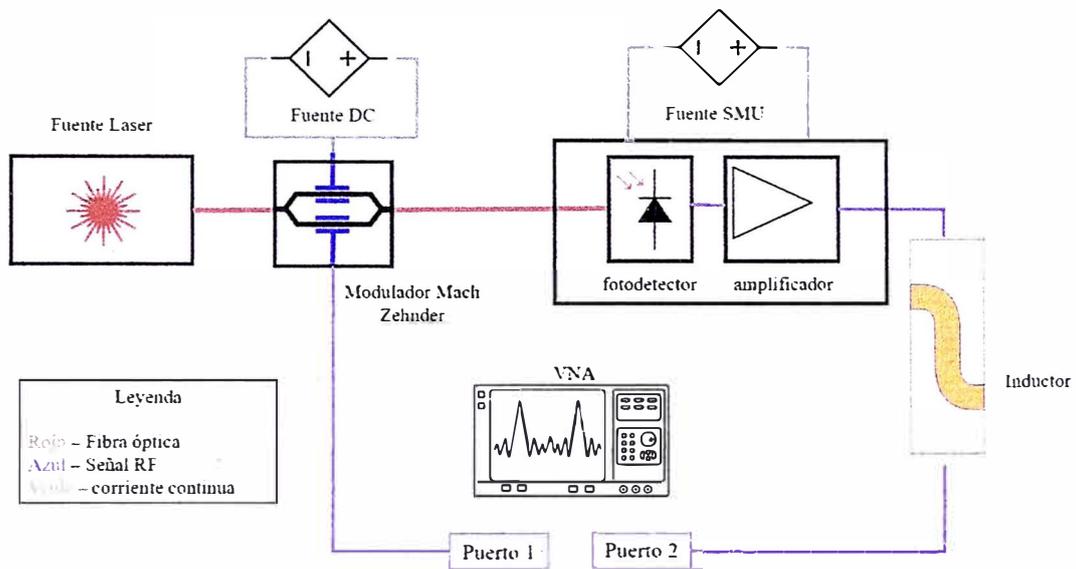
Figura 5.7: Caracterización del inductor

Después de su correcta fabricación, el inductor fue caracterizado en el VNA. En la figura 5.7a, mostramos los parámetros  $s_{21}$  del inductor fabricado (curva de color negro) y del inductor simulado en cst (curva de color rojo). Es importante mencionar que a partir de los 10 GHz, el parámetro  $s_{21}$  de la medición en el VNA del inductor decae de manera rápida; esto se debe a que las pérdidas en el material fr4 son mayores a 6 dB.

Mediante los parámetros S obtenidos de la medición del VNA, se determinó su equivalente circuital el cual es mostrado en la figura 5.7b.

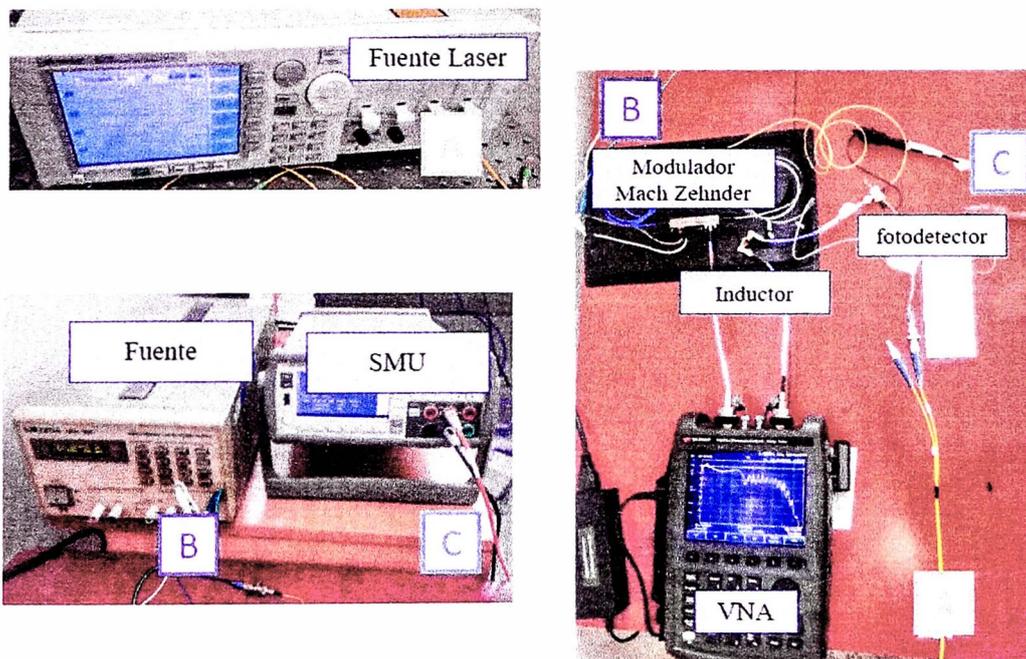
### **5.3. Caracterización del sistema Mach Zehnder - fotodetector con el inductor adicional**

Este experimento tiene como finalidad caracterizar el sistema Modulador Mach Zehnder-photodetector conectado con el inductor. De manera similar al experimento definido en la sección 2.1, Para la medición de los parámetros S del fotodetector thorlabs RX10AF, se utilizó un VNA el cual envía una señal de Radio frecuencia a un modulador Mach Zender de intensidad de la marca thorlabs, modelo LN81S.



(a) Esquema de conexión del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector con el inductor

### Montaje experimental



(b) Montaje experimental: punto A, conexión fuente laser - modulador Mach Zehnder, punto B, conexión fuente de voltaje - modulador Mach Zehnder, punto C conexión SMU - fotodetector.

Figura 5.8: Esquema de conexiones y montaje del sistema modulador Mach-Zehnder - fotodetector con el inductor

En la figura 5.8a se muestra el esquema de conexión, y en la figura 5.8b se muestra el montaje experimental. En este nuevo experimento, el puerto 1 del VNA se conectó a la entrada RF del modulador Mach Zender y entre el puerto de salida del Fotodetector Thorlabs RX10AF y el puerto 2 del VNA se conecta el inductor fabricado en fr4. De manera similar al primer experimento, la fuente láser tiene como finalidad generar el Haz infrarrojo que ingresa al Modulador Mach zender, la fuente de voltaje mantiene al modulador Mach Zehnder en su región lineal y la fuente de precisión SMU proporciona el voltaje adecuado para el correcto funcionamiento del fotodetector. Encendemos los equipos con la misma configuración mostrada en la tabla 5.1.

Exportamos los datos de los parámetros S, con la finalidad de determinar el equivalente circuitual del sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector con el inductor.

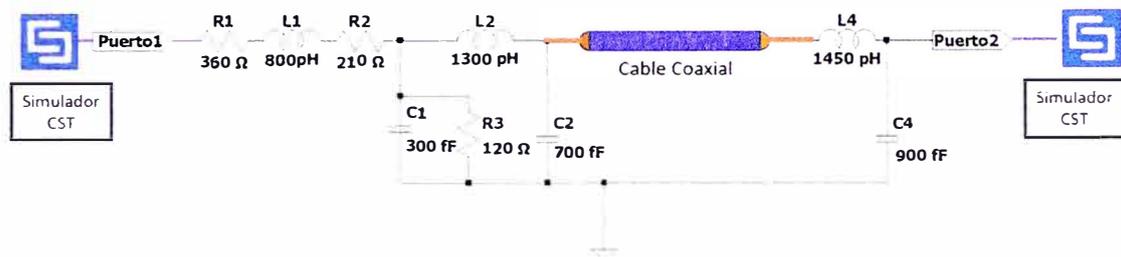


Figura 5.9: Equivalente circuitual del sistema Mach Zehnder - fotodetector con el inductor

En la figura 5.9, se muestra el equivalente circuitual aproximado en el software CST, del sistema Mach Zehnder - fotodetector, conectado a el equivalente circuitual del inductor fabricado. Cabe mencionar que se incluyó en el modelo circuitual, el cable coaxial que interconecta al fotodetector con el inductor; es muy importante debido a la inductancia y capacitancia del propio cable.

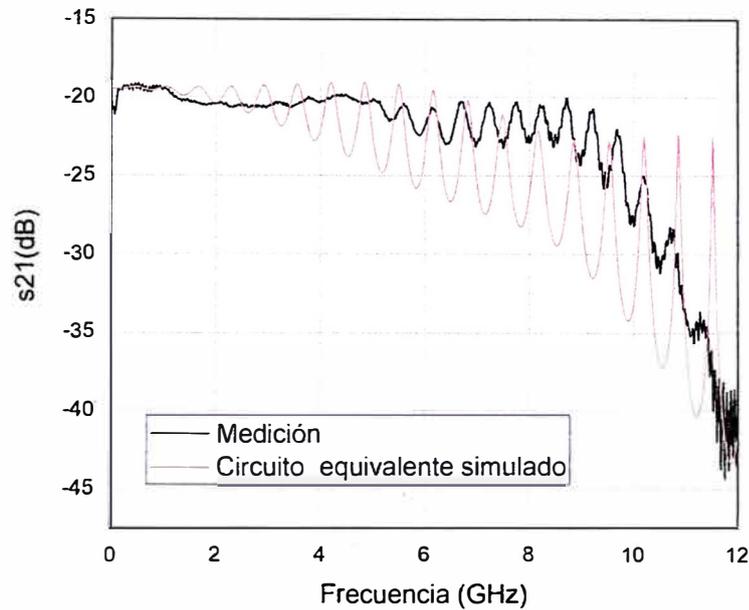


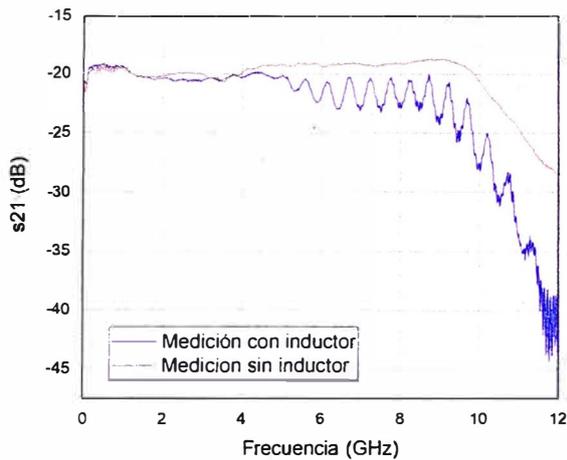
Figura 5.10:  $s_{21}$  vs frecuencia, la curva de color negro representa al parámetro  $s_{21}$  obtenido de la medición del VNA, la curva de color rojo representa al parámetro  $s_{21}$  obtenido del modelo circuital

En la figura 5.10, mostramos dos curvas, que representan al parámetro  $s_{21}$  vs frecuencia el cual nos da información sobre el ancho de banda del fotodetector, la curva de color negro representa el parámetro  $s_{21}$  que se obtuvo de la medición del VNA del sistema Mach Zehnder - fotodetector más el inductor, en un rango de frecuencias de 300 KHz a 12 GHz; en cambio la curva de color rojo representa al parámetro  $s_{21}$  que se obtuvo de la simulación realizada en el software CST del modelo circuital equivalente al sistema modulador Mach Zehnder - fotodetector más inductor.

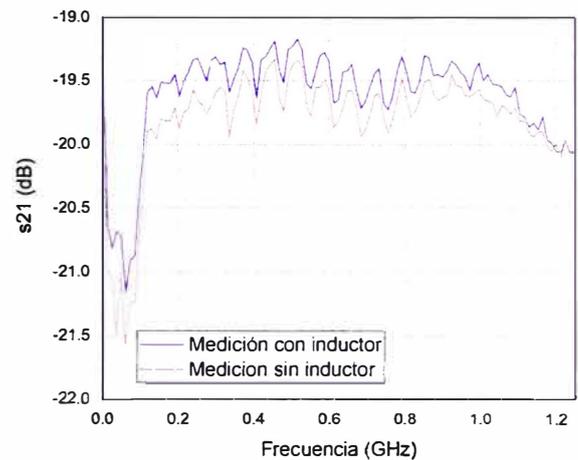
Es importante mencionar que el cable coaxial que interconectó el fotodetector y el inductor genera un cambio de frecuencias en el pico de ganancia. respecto al pico de ganancia que se esperaba obtener el cual se muestra en la gráfica 5.5.

### 5.3.1. Análisis comparativo

En esta sección, realizamos un análisis comparativo de la técnica del pico de ganancia mediante la conexión de un inductor microstrip a un fotodetector.



(a)  $s_{21}$  total desde 300 KHz a 12 GHz



(b) Zona donde se da el pico de ganancia

Figura 5.11: Comparación del parámetro  $s_{21}$  del sistema modulador- fotodetector con el inductor (curva azul) y del sistema modulador- fotodetector sin el inductor (curva roja)

En la figura 5.11a, la curva azul representa al parámetro  $s_{21}$  del sistema modulador- fotodetector con el inductor y la curva roja representa al parámetro  $s_{21}$  del sistema modulador - fotodetector sin el inductor. Como se aprecia en la figura 5.11b, el pico de ganancia solo se da en las frecuencias bajas, entre los 300 KHz hasta la frecuencia de 1.18 GHz. Cabe destacar que, el ancho de banda a 3 dB para el sistema modulador Mach zehnder- fotodetector con el inductor es de 9.27 GHz, el cual es menor en 0.942 GHz respecto al ancho de banda cuando el inductor no está conectado al sistema Mach Zehnder - fotodetector. En posteriores análisis realizaremos un proceso de de-embedding para poder retirar la inductancia y capacitancia del cable coaxial.

# Bibliografía

- [1] David Thomson **and others**. “Roadmap on silicon photonics”. **in** *Journal of Optics*: 18.7 (june 2016), **page** 073003. DOI: 10.1088/2040-8978/18/7/073003. URL: <https://doi.org/10.1088%2F2040-8978%2F18%2F7%2F073003>.
- [2] GLOBE NEWSWIRE. *1+ Billion Dollar Worldwide Silicon Photonics Market to 2025 - Featuring Cisco, Intel & Macom Among Others*. 2020. URL: <https://www.globenewswire.com/news-release/2020/06/25/2053247/0/en/1-Billion-Worldwide-Silicon-Photonics-Market-to-2025-Featuring-Cisco-Intel-Macom-Among-Others.html>.
- [3] Erik Agrell **and others**. “Roadmap of optical communications”. **in** *Journal of Optics*: 18.6 (may 2016), **page** 063002. DOI: 10.1088/2040-8978/18/6/063002. URL: <https://doi.org/10.1088%2F2040-8978%2F18%2F6%2F063002>.
- [4] Ryan Going **and others**. “Germanium wrap-around photodetectors on Silicon photonics”. **in** *Opt. Express*: 23.9 (may 2015), **pages** 11975–11984. DOI: 10.1364/OE.23.011975. URL: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-9-11975>.
- [5] Ari Novack **and others**. “Germanium photodetector with 60 GHz bandwidth using inductive gain peaking”. **in** *Opt. Express*: 21.23 (november 2013), **pages** 28387–28393. DOI:

- 10.1364/OE.21.028387. URL: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-21-23-28387>.
- [6] Constantine Balanis. *Balanis' Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, **august 2012**.
- [7] H Foll. *The Complex Index of Refraction*. 2023. URL: [https://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/admat\\_en/kap\\_5/backbone/r5\\_2\\_3.html](https://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/admat_en/kap_5/backbone/r5_2_3.html).
- [8] Department of Physics ACEPT W3 Group **and** Arizona State University Astronomy. *Silicon – a Material Transparent to Infrared*. URL: <https://www.asu.edu/courses/phs208/patternsbb/PiN/rdg/silicon/index.htm>.
- [9] Carsten Schinke **and others**. “Uncertainty analysis for the coefficient of band-to-band absorption of crystalline silicon”. **in** *AIP Advances*: 5.6 (2015), **page** 067168. DOI: 10.1063/1.4923379. eprint: <https://doi.org/10.1063/1.4923379>. URL: <https://doi.org/10.1063/1.4923379>.
- [10] Calvin D. Salzberg **and** John J. Villa. “Infrared Refractive Indexes of Silicon Germanium and Modified Selenium Glass\*”. **in** *J. Opt. Soc. Am.*: 47.3 (**march 1957**), **pages** 244–246. DOI: 10.1364/JOSA.47.000244. URL: <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=josa-47-3-244>.
- [11] Lemarchand. *SiO2 Lemarchand*. 2013. URL: <https://refractiveindex.info/?shelf=main%5C&book=SiO2%5C&page=Lemarchand>.
- [12] Mustapha Isah **and others**. “Bulk germanium optical properties: the effects of extinction/absorption coefficients and crystal momentum in the infrared region.” **in** *Kada Journal of Physics*: VOL. 1 (**december 2017**), **pages** 104–108.

- [13] Timothy Nunley **and others**. “Optical constants of germanium and thermally grown germanium dioxide from 0.5 to 6.6eV via a multisample ellipsometry investigation”. **in***Journal of Vacuum Science Technology B*: 34 (**november** 2016). DOI: 10.1116/1.4963075.
- [14] Laurent Vivien **and others**. “Ge photodetectors integrated in Si waveguides”. **in**(**february** 2008): DOI: 10.1117/12.765701.
- [15] Kazumi Wada. “Electronics and photonics convergence on Si CMOS platform”. **in***Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*: (**july** 2004). DOI: 10.1117/12.533807.
- [16] Lenntech. *Propiedades químicas del Oro - Efectos del Oro sobre la salud - Efectos ambientales del Oro*. 2023. URL: <https://www.lenntech.es/periodica/elementos/au.htm>.
- [17] P. B. Johnson **and** R. W. Christy. “Optical Constants of the Noble Metals”. **in***Phys. Rev. B*: 6 (12 **december** 1972), **pages** 4370–4379. DOI: 10.1103/PhysRevB.6.4370. URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB.6.4370>.
- [18] David H staelin. *Boundary condicions*. 2022. URL: [https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity\\_and\\_Magnetism/Electromagnetics\\_and\\_Applications\\_\(Staelin\)/02%20%3A\\_Introduction\\_to\\_Electrodynamics/2.06%3A\\_Boundary\\_conditions\\_for\\_electromagnetic\\_fields%22](https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity_and_Magnetism/Electromagnetics_and_Applications_(Staelin)/02%20%3A_Introduction_to_Electrodynamics/2.06%3A_Boundary_conditions_for_electromagnetic_fields%22).
- [19] Antenna Theory. *Electric Field Boundary*. URL: <https://www.antenna-theory.com/tutorial/electromagnetics/electric-field-boundary-conditions.php>.
- [20] Jean-Pierre Berenger. “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves”. **in***Journal of Computational Physics*: 114.2 (1994), **pages** 185–200. ISSN: 0021-9991. DOI: <https://doi.org/10.1006/jcph.1994.1159>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0021999184711594>.

- [21] Dominic F. G. Gallagher **and** Thomas P. Felici. “Eigenmode expansion methods for simulation of optical propagation in photonics: pros and cons”. **in***Integrated Optics: Devices, Materials, and Technologies VII*: **by editor** Yakov S. Sidorin **and** Ari Tervonen. **volume** 4987. International Society for Optics **and** Photonics. SPIE, 2003, **pages** 69–82. DOI: 10.1117/12.473173. URL: <https://doi.org/10.1117/12.473173>.
- [22] Kane Yee. “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media”. **in***IEEE Transactions on Antennas and Propagation*: 14.3 (1966), **pages** 302–307. DOI: 10.1109/TAP.1966.1138693.
- [23] Agnieszka Choroszucho. “Analysis of the influence of the complex structure of clay hollow bricks on the values of electric field intensity by using the FDTD method”. **in***Archives of Electrical Engineering*: 65 (april 2016). DOI: 10.1515/aee-2016-0052.
- [24] Shankar Kumar Selvaraja **and** Purnima Sethi. “Review on Optical Waveguides”. **in***Emerging Waveguide Technology*: **by editor** Kok Yeow You. Rijeka: IntechOpen, 2018. **chapter** 6. DOI: 10.5772/intechopen.77150. URL: <https://doi.org/10.5772/intechopen.77150>.
- [25] Georgia State University Hyperphysics. *Reflexión Interna Total*. 2017. URL: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/totint.html>.
- [26] Mojtaba Shahraki **and** Farzin Emami. “Polarization effects on modulation instability of silicon on insulator waveguides”. **in***Journal of Nanophotonics*: 10.2 (2016), **pages** 1–12. DOI: 10.1117/1.JNP.10.026006. URL: <https://doi.org/10.1117/1.JNP.10.026006>.
- [27] E. A. J. Marcatili. “Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics”. **in***The Bell System Technical Journal*: 48.7 (1969), **pages** 2071–2102. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01166.x.

- [28] K. Okamoto. *Fundamentals of Optical Waveguides*. Optics and Photonics. Elsevier Science, 2000. ISBN: 9780125250955. URL: <https://books.google.com.pe/books?id=Igfx0KJc7ZoC>.
- [29] Winner Science. *Poynting theorem and derivation*. 2013. URL: <https://winnerscience.com/poynting-theorem-and-derivation/>.
- [30] Jari Mäkinen. “Chapter Seven - Thick-Film SOI Wafers: Preparation and Properties”. **in***Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies*: **by**editor Veikko Lindroos **and**others. Micro and Nano Technologies. Boston: William Andrew Publishing, 2010, **pages** 107–136. ISBN: 978-0-8155-1594-4. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-8155-1594-4.00007-3>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780815515944000073>.
- [31] Optiwave. *Material and Waveguide Dispersion*. URL: <https://optiwave.com/optigrating-manuals/optical-grating-material-and-waveguide-dispersion/>.
- [32] Rp photonics encyclopedia. *Effective Refractive Index*. URL: [https://www.rp-photonics.com/effective\\_refractive\\_index.html#:~:text=The%20effective%20refractive%20index%20contains,waves%20in%20a%20homogeneous%20medium..](https://www.rp-photonics.com/effective_refractive_index.html#:~:text=The%20effective%20refractive%20index%20contains,waves%20in%20a%20homogeneous%20medium..)
- [33] Bahaa E A Saleh **and** Malvin Carl Teich. *Fundamentals of photonics; 2nd ed*. Wiley series in pure and applied optics, p.749. New York, NY: Wiley, 2007. URL: <https://cds.cern.ch/record/1084451>.
- [34] Graham Reed. “Silicon Photonics: The State of the Art”. **in***Silicon Photonics: The State of the Art*: (june 2008). DOI: 10.1002/9780470994535.
- [35] Bahaa Saleh **and** Malvin Carl Teich. *Fundamentals of Photonics (Wiley Series in Pure and Applied Optics)*. third. pagina 1205. Wiley, **february** 2019.

- [36] Zhihong Huang. “Germanium photodetector integrated with silicon-based optical receivers”. **in**(september 2020).
- [37] Bahaa Saleh **and** Malvin Carl Teich. *Fundamentals of Photonics (Wiley Series in Pure and Applied Optics)*. third. paginas 1751-1752. Wiley, **february** 2019.
- [38] Bahaa Saleh **and** Malvin Carl Teich. *Fundamentals of Photonics (Wiley Series in Pure and Applied Optics)*. third. paginas 1755-157. Wiley, **february** 2019.
- [39] Mohamed Fadhal. *Advanced Photonic Sciences*. paginas 14-15. Intechopen, **march** 2012.
- [40] Lukas Chrostowski **and** Michael Hochberg. *Silicon Photonics Design: From Devices to Systems*. **march** 2015, **pages** 284–285. ISBN: 9781316237113. DOI: 10.1017/cbo9781316084168.
- [41] everything RF. *What is 3 dB Bandwidth of a Filter?* URL: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-3-db-bandwidth-in-a-filter>.
- [42] Jia-ming Liu. *Photonic Devices*. páginas, 942-943. Cambridge University Press, 2005. DOI: 10.1017/CBO9780511614255.
- [43] Bahaa Saleh **and** Malvin Carl Teich. *Fundamentals of Photonics (Wiley Series in Pure and Applied Optics)*. third. paginas 1795-1796. Wiley, **february** 2019.
- [44] RP photonics. *Photonic Integrated Circuits*. URL: [https://www.rp-photonics.com/photonic\\_integrated\\_circuits.html](https://www.rp-photonics.com/photonic_integrated_circuits.html).
- [45] Photonics Research Group; Philippe Absil By Johan Bauwelinck IDLab; Gunther Roelkens **and** imec Joris Van Campenhout. *Silicon Photonics Technology For Next-Gen Data Center Interconnects*. URL: <https://www.photonicsonline.com/doc/silicon-photonics-technology-for-next-gen-data-center-interconnects-0001>.

- [46] D. Kong **and others**. “Single Dark-Pulse Kerr Comb Supporting 1.84 Pbit/s Transmission over 37-Core Fiber”. in *Conference on Lasers and Electro-Optics*: Optica Publishing Group, 2020, JTh4A.7. DOI: 10.1364/CLEO\_AT.2020.JTh4A.7. URL: [https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=CLEO\\_AT-2020-JTh4A.7](https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=CLEO_AT-2020-JTh4A.7).
- [47] Lukas Chrostowski **and** Michael Hochberg. *Silicon Photonics Design: From Devices to Systems*. **march** 2015, **pages** 128–129. ISBN: 9781316237113. DOI: 10.1017/cbo9781316084116
- [48] R.A. Minasian. “MODULATORS | Modulation and Demodulation of Optical Signals”. in *Encyclopedia of Modern Optics*: **by editor** Robert D. Guenther. Oxford: Elsevier, 2005, **pages** 129–138. ISBN: 978-0-12-369395-2. DOI: <https://doi.org/10.1016/B0-12-369395-0/00667-9>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B0123693950006679>.
- [49] Laser Components. *Introduction To IXBlue Mach Zehnder Modulators Bias Controllers*. **december** 2023. URL: [https://www.lasercomponents.com/fileadmin/user\\_upload/home/Datasheets/lc/application-reports/ixblue/introduction-to-modulator-bias-controllers.pdf](https://www.lasercomponents.com/fileadmin/user_upload/home/Datasheets/lc/application-reports/ixblue/introduction-to-modulator-bias-controllers.pdf).
- [50] T. Liow **and others**. “Silicon Modulators and Germanium Photodetectors on SOI: Monolithic Integration, Compatibility, and Performance Optimization”. in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*: 16.1 (2010), **pages** 307–315.
- [51] B. Luyssaert **and others**. “Efficient nonadiabatic planar waveguide tapers”. in *Journal of Lightwave Technology*: 23.8 (**august** 2005), **pages** 2462–2468. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2005.850795.
- [52] Iraj Sadegh Amiri **and others**. “Vertical Ge photodetector base on InP taper waveguide”. in *Results in Physics*: 9 (2018), **pages** 576–579. ISSN: 2211-3797. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rinp.2018.03.014>.

- [53] Hongqiang Li **and others**. “Investigation of the chip to photodetector coupler with subwavelength grating on SOI”. in *Optics & Laser Technology*: 76 (january 2016), pages 79–84. DOI: 10.1016/j.optlastec.2015.07.024.
- [54] Lukas Chrostowski **and** Michael Hochberg. *Silicon Photonics Design: From Devices to Systems*. march 2015, page 296. ISBN: 9781316237113. DOI: 10.1017/cbo9781316084168.
- [55] Chia-Hsin Wu **and others**. “CMOS wideband amplifiers using multiple inductive-series peaking technique”. in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: 40.2 (2005), pages 548–552. DOI: 10.1109/JSSC.2004.840979.
- [56] Yueh-Hua Yu, Yong-Sian Yang **and** Yi-Jan Emery Chen. “A Compact Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Gain Flatness Enhancement”. in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: 45.3 (2010), pages 502–509. DOI: 10.1109/JSSC.2010.2040111.
- [57] S.S. Mohan **and others**. “Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors”. in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: 35.3 (2000), pages 346–355. DOI: 10.1109/4.826816.
- [58] R.L. Boylestad. *Introductory Circuit Analysis*. Prentice Hall, 2003. ISBN: 9780130974174. URL: <https://books.google.com.pe/books?id=PYfgAAAAMAAJ>.
- [59] D.M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011. ISBN: 9781118213636. URL: <https://books.google.com.pe/books?id=JegbAAAAQBAJ>.
- [60] Michael Gould **and others**. “Bandwidth enhancement of waveguide-coupled photodetectors with inductive gain peaking”. in *Opt. Express*: 20.7 (march 2012), pages 7101–7111. DOI: 10.1364/OE.20.007101. URL: <https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-20-7-7101>.

- [61] Dingyi Wu **and others**. “62 GHz germanium photodetector with inductive gain peaking electrode for photonic receiving beyond 100 Gbaud”. **in** *Journal of Semiconductors*: 42.2 (february 2021), **page** 020502. DOI: 10 . 1088 / 1674 - 4926 / 42 / 2 / 020502. URL: <https://dx.doi.org/10.1088/1674-4926/42/2/020502>.

# Anexos A

## Ánexo

### 1.1. Código utilizado

En esta sección se muestra el código utilizado en este trabajo de tesis.

```
#Código para el cálculo de la capacitancia.  
# configuración de los voltajes de polarización.  
  
vmin = 0.5; vmax =2; N =4;  
  
dv = 0.025;  
vdv = matrix(2*N,1);  
vdv(1:2:(2*N)) = linspace(vmin,vmax,N);  
vdv(2:2:(2*N)) = vdv(1:2:(2*N)) + sign(vmax)*dv;  
  
# set contact bias  
setnamed('CHARGE::boundary conditions::cathode','sweep type','value');
```

```

setnamed('CHARGE::boundary conditions::cathode','value table',vdv);

run('CHARGE');

# Cálculo de la capacitancia

total_charge = getresult('CHARGE::monitor','total_charge');
Qn = e*pinch(total_charge.n);
Qp = e*pinch(total_charge.p);

Cn = abs(Qn(2:2:(2*N))-Qn(1:2:(2*N)))/dv;
Cp = abs(Qp(2:2:(2*N))-Qp(1:2:(2*N)))/dv;
V = vdv(1:2:(2*N));
C_static = 0.5*(Cn+Cp)*1e15*1e-6; # fF/um
savedata('tw_modulator_dc_C',C_static);

# Visualizar
plotxy(V,C_static,"Voltage (V)","Capacitance (fF/um)");
legend('Simulation','Measured (Ref. [1])');

```

El código mostrado esta basado en el código utilizado en este artículo.

<https://optics.ansys.com/hc/en-us/articles/360042328774>