



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**POLARIZADOR BASADO EN SUPERFICIE
REFLECTIVA PARA LA BANDA U.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A N:

**ADRIANA ANGÉLICA BRISEÑO OJEDA
GERZON GÓMEZ BRAVO**



DIRECTOR DE TESIS:
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., 2016

Jurado asignado:

Presidente: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas.

Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk.

Secretario: Dr. José Ismael Martínez López.

1^{er} suplente: M.I Juventino Cuellar González.

2^{do} suplente: Ing. Rodrigo Alejandro Gutiérrez Arenas.

Lugar donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, Cd. Mx.

Agradecimientos:

A nuestros padres por su infinito apoyo y sacrificio. Este logro es de ustedes.

A nuestros amigos y colegas por habernos acompañado a lo largo de este camino.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por abrirnos sus puertas y brindarnos los conocimientos necesarios para nuestra formación profesional y humana. Siempre será un orgullo pertenecer a la máxima Casa de Estudios del país.

A la Facultad de Ingeniería, a sus directivos y docentes, por proporcionarnos las herramientas necesarias para encontrar nuestra vocación y para desarrollar las habilidades que nos permiten desarrollar nuestra profesión de la mejor forma posible.

A nuestro director de tesis Dr. Oleksandr Martynyuk por su inagotable paciencia, tiempo y dedicación para guiarnos en la realización de este trabajo.

A los miembros de nuestro Jurado por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus valiosas observaciones.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM; clave del proyecto **IN117814**, titulado *“Antenas de onda de fuga reconfigurables basadas en estructuras electromagnéticas de banda prohibida para aplicaciones en la banda de extremadamente altas frecuencias”*. Agradecemos a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

Agradecemos también al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por su apoyo por medio del proyecto **116106**.

Adriana Briseño y Gerzon Gómez.

Índice

Referencias de figuras.....	iv
Referencias de tablas.....	viii
Introducción General.....	I
Objetivo de la tesis.....	II
Organización de tesis.....	II
1 Introducción a la teoría de los polarizadores.....	1
1.1 Polarización electromagnética.....	1
1.1.1 Definición.....	1
1.1.2 Tipos de polarización.....	2
1.1.2.1 Polarización Lineal.....	2
1.1.2.1.1 Polarización lineal vertical.....	3
1.1.2.1.2 Polarización lineal horizontal.....	4
1.1.2.1.3 Polarización lineal oblicua.....	4
1.1.2.2 Polarización circular.....	6
1.1.2.2.1 Polarización circular derecha (RHCP).....	7
1.1.2.2.2 Polarización circular izquierda (LHCP).....	8
1.1.2.3 Polarización elíptica.....	10
1.1.2.3.1 Polarización elíptica derecha.....	13
1.1.2.3.2 Polarización elíptica izquierda.....	13
1.2 Polarizador.....	14
1.2.1 Principio de funcionamiento.....	15
1.2.2 Tipos de polarizadores.....	17
1.2.2.1 Polarizadores basados en guía de onda circular.....	17
1.2.2.1.1 Ventajas.....	18
1.2.2.1.2 Desventajas.....	18
1.2.2.2 Polarizadores basados en superficies polarizadoras reflectivas.....	19
1.2.2.2.1 Comparación de elementos con diferentes geometrías para la implementación de superficies periódicas reflectivas.....	20
1.2.2.2.2 Polarizador basado en semianillos simétricos.....	24
1.2.2.2.3 Polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda dual.....	26
1.2.2.2.4 Polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda múltiple.....	28
1.2.2.2.5 Polarizador multicapa basado en superficies selectivas de frecuencias.....	29

1.2.2.2.6	Ventajas.	32
1.2.2.2.7	Desventajas.....	32
1.3	Conclusiones del capítulo.	33
2	Modelado y diseño del polarizador.....	35
2.1	Respuesta en frecuencia de los elementos reactivos.....	35
2.1.1	Inductor.....	35
2.1.2	Capacitor.	36
2.2	Modelado del anillo resonante.	38
2.3	Representación del polarizador por medio de circuitos eléctricos.	40
2.4	Simulación en Microwave Office (MWO).....	41
2.4.1	Parámetros para caracterizar el polarizador.	42
2.4.2	Parámetros de la simulación.....	43
2.4.3	Circuito equivalente con reactancia capacitiva.....	43
2.4.3.1	Cálculo del nivel de polarización cruzada.	45
2.4.3.2	Frecuencia de resonancia de los circuitos equivalentes.....	47
2.4.4	Circuito equivalente con reactancia inductiva.....	49
2.4.4.1	Cálculo del nivel de polarización cruzada.	50
2.5	Propuesta inicial de geometría del polarizador y principio de funcionamiento.	52
2.6	Conclusiones del capítulo.	53
3	Simulación y optimización del polarizador.....	56
3.1	Parámetros de las simulaciones.	56
3.1.1	Teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas [22].	59
3.1.1.1	Modos TE.	62
3.1.1.2	Modos TM.....	63
3.1.1.3	Definición de los modos de Floquet en el software de simulación electromagnética.	64
3.2	Simulación del anillo resonante.....	65
3.3	Simulación del polarizador con dos postes metálicos.	66
3.4	Simulación del polarizador con tres postes metálicos.	68
3.4.1	Cálculo del nivel de polarización cruzada.	70
3.5	Simulación del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.....	72
3.5.1	Cálculo del nivel de polarización cruzada.	74
3.6	Optimización de los parámetros del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.	76

3.6.1	Optimización de los parámetros para obtener una $CP \leq -20 \text{ dB}$.	77
3.6.2	Optimización de los parámetros para obtener una $CP \leq -30 \text{ dB}$.	79
3.7	Conclusiones del capítulo.	81
4	Efecto de la variación de los ángulos de incidencia.	83
4.1	Efecto del cambio de los ángulos de incidencia sobre el nivel de polarización cruzada.	83
4.2	Simulaciones con diferentes ángulos de incidencia.	86
4.2.1	Polarizador 1: Estructura optimizada con $CP \leq -20 \text{ dB}$.	86
4.2.1.1	$\phi = 0^\circ$.	86
4.2.1.2	$\phi = 45^\circ$.	89
4.2.1.3	$\phi = 90^\circ$.	90
4.2.2	Polarizador 2: Estructura optimizada con $CP \leq -30 \text{ dB}$.	92
4.2.2.1	$\phi = 0^\circ$.	92
4.2.2.2	$\phi = 45^\circ$.	95
4.2.2.3	$\phi = 90^\circ$.	97
4.3	Conclusiones del capítulo.	100
	Conclusiones generales.	102
	Referencias.	104

Referencias de figuras.

- Figura 1.1. Rotación de una onda electromagnética plana en $z = 0$ [2].
- Figura 1.2. Tipos de polarización de una onda electromagnética: (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica [2].
- Figura 1.3. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje x [2].
- Figura 1.4. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje y [2].
- Figura 1.5. Campo eléctrico polarizado linealmente en dirección ψ [2].
- Figura 1.6. Tipos de polarización circular: (a) circular derecha y (b) circular izquierda [1].
- Figura 1.7. Polarización circular derecha [2].
- Figura 1.8. Polarización circular izquierda [2].
- Figura 1.9. Onda con polarización elíptica a una inclinación τ [2].
- Figura 1.10. Polarización elíptica derecha con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].
- Figura 1.11. Polarización elíptica izquierda con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].
- Figura 1.12. Onda incidente E_i dividida en la componente E_{\parallel} paralela a la placa dieléctrica y la componente E_{\perp} perpendicular a la placa dieléctrica.
- Figura 1.13. Polarizadores basados en guía de onda circular: (a) diafragma reactivo, (b) placa dieléctrica y (c) poste metálico [7].
- Figura 1.14. Ejemplos de elementos de un arreglo reflectivo: (a) parches idénticos con líneas de longitud variable, (b) dipolos y anillos de longitud variable, (c) parches de diferentes tamaños y (d) elementos con variación angular [9].
- Figura 1.15. Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [9].
- Figura 1.16. Geometrías de los elementos analizados: (a) dos ranuras ortogonales, (b) anillos concéntricos y (c) hexágono [10].
- Figura 1.17. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de ranuras ortogonales: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].
- Figura 1.18. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de anillos concéntricos: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].
- Figura 1.19. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de hexágono: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].
- Figura 1.20. Variación del ancho de banda a 3 dB del AR al cambiar el ángulo de incidencia [10].
- Figura 1.21. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada: (a) estructuras de una capa y (b) estructuras de dos capas [10].
- Figura 1.22. (a) Celda unitaria del polarizador y (b) su circuito equivalente [11].
- Figura 1.23. Implementación del polarizador basado en semianillos simétricos [11].
- Figura 1.24. Coeficientes calculados (C) y simulados (S) de transmisión y reflexión para las componentes TE y TM [11].
- Figura 1.25. Resultados calculados (C) y simulados (S): (a) diferencia de fase y (b) razón axial [11].
- Figura 1.26. (a) Estructura del polarizador simulado y (b) celda unitaria [12].
- Figura 1.27. (a) Respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión y (b) razón axial y diferencia de fase entre las componentes transmitidas [12].

Figura 1.28. Celda unitaria del polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda múltiple [13].

Figura 1.29. Modelo de simulación [13].

Figura 1.30. Respuesta en frecuencia de: (a) razón de conversión de polarización y (b) razón axial [13].

Figura 1.31. (a) Geometría de la celda unitaria y (b) onda incidente con polarización lineal orientada a 45° respecto al eje x [5].

Figura 1.32. Celda unitaria del polarizador de cuatro capas [5].

Figura 1.33. Coeficientes de reflexión y transmisión para las componentes ortogonal y paralela de la onda incidente [5].

Figura 1.34. Resultados simulados y experimentales de la razón axial [5].

Figura 2.1. Circuito equivalente de un inductor real con núcleo de aire [17].

Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de un inductor real [8].

Figura 2.3. Circuito equivalente de un capacitor real [17].

Figura 2.4. Respuesta en frecuencia de un capacitor real [8].

Figura 2.5. Apertura circular: (a) geometría y (b) respuesta en frecuencia [18].

Figura 2.6. Circuito equivalente de un anillo resonante.

Figura 2.7. Apertura circular con carga: (a) geometría y (b) respuesta en frecuencia [18].

Figura 2.8. Equivalencia del anillo en línea coplanar [19].

Figura 2.9. Circuito equivalente para la componente vertical.

Figura 2.10. Circuito equivalente para la componente horizontal.

Figura 2.11. Circuito equivalente del polarizador con reactancia capacitiva (a) para la componente vertical y (b) para la componente horizontal.

Figura 2.12. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para el caso del capacitor.

Figura 2.13. Respuesta en frecuencia de la razón axial para el caso del capacitor.

Figura 2.14. Respuesta en frecuencia de la magnitud de la diferencia de fase para el caso del capacitor.

Figura 2.15. Circuitos simulados para calcular la frecuencia de resonancia de la estructura para (a) la componente vertical y (b) la componente horizontal.

Figura 2.16. Magnitud del coeficiente de reflexión del circuito de la figura 2.14 (a).

Figura 2.17. Magnitud del coeficiente de reflexión del circuito de la figura 2.14 (b).

Figura 2.18. Circuito equivalente del polarizador con reactancia inductiva (a) para la componente vertical y (b) para la componente horizontal.

Figura 2.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para el caso del inductor.

Figura 2.20. Vista frontal de la celda unitaria del polarizador.

Figura 3.1. Celda unitaria del polarizador propuesto.

Figura 3.2. Parámetros geométricos de la celda unitaria: (a) vista frontal y (b) vista lateral.

Figura 3.3. Condiciones de frontera para la celda unitaria.

Figura 3.4. Arreglo infinito de guías de onda [22].

Figura 3.5. Dimensiones geométricas del anillo resonante sintonizado.

Figura 3.6. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical.

Figura 3.7. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical ($E \perp$).

Figura 3.8. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal ($E \parallel$).

Figura 3.9. Geometría de la celda unitaria del polarizador con tres postes metálicos.

Figura 3.10. Medición de la separación entre conductores.

Figura 3.11. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical ($E \perp$).

Figura 3.12. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal ($E \parallel$).

Figura 3.13. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada del polarizador con tres postes metálicos.

Figura 3.14. Respuesta en frecuencia de la razón axial del polarizador con tres postes metálicos.

Figura 3.15. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase.

Figura 3.16. Geometría de la celda unitaria del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.17. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical ($E \perp$).

Figura 3.18. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal ($E \parallel$).

Figura 3.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.20. Respuesta en frecuencia de la razón axial del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.21. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.22. Respuesta en frecuencia optimizada del nivel de polarización cruzada ($\leq -20 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.23. Respuesta en frecuencia de la razón axial para el polarizador optimizado ($CP \leq -20 \text{ dB}$) con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.24. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase ($CP \leq -20 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.25. Respuesta en frecuencia optimizada del nivel de polarización cruzada ($\leq -30 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.26. Respuesta en frecuencia de la razón axial ($CP \leq -30 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 3.27. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase ($CP \leq -30 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Figura 4.1. Definición de los ángulos ϕ y θ en el software de simulación electromagnética.

Figura 4.2. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

Figura 4.3. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

Figura 4.4. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

Figura 4.5. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.6. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.7. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.8. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.9. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.10. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.11. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.12. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.13. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.14. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.15. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.16. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.17. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.18. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.20. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.21. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.22. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.23. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.
Figura 4.24. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.
Figura 4.25. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

Referencias de tablas.

Tabla I. Nomenclatura de las bandas de frecuencias de microondas [1].

Tabla II. Resumen de resultados medidos a 10 GHz [10].

Tabla III. Dimensiones de la estructura [5].

Tabla IV. Valores óptimos de los circuitos de la figura 2.11.

Tabla V. Anchos de banda medidos a diferentes magnitudes.

Tabla VI. Valores óptimos de los circuitos de la figura 2.11.

Tabla VII. Parámetros geométricos de la celda unitaria.

Tabla VIII. Parámetros geométricos del anillo con dos postes metálicos.

Tabla IX. Parámetros geométricos del polarizador con tres postes metálicos.

Tabla X. Comparación de anchos de banda.

Tabla XI. Parámetros geométricos del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Tabla XII. Comparación de anchos de banda obtenidos en MWO y en el software de simulación electromagnética para las diferentes componentes de la onda.

Tabla XIII. Intervalos de valores para los parámetros optimizados.

Tabla XIV. Parámetros geométricos del polarizador con tres postes metálicos y ranuras para la obtención de una $CP \leq -20 \text{ dB}$.

Tabla XV. Parámetros geométricos del polarizador con tres postes metálicos y ranuras para la obtención de una $CP \leq -30 \text{ dB}$.

Tabla XVI. Resultados obtenidos para $\phi = 0^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Tabla XVII. Resultados obtenidos para $\phi = 45^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Tabla XVIII. Resultados obtenidos para $\phi = 90^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Tabla XIX. Resultados obtenidos para $\phi = 0^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Tabla XX. Resultados obtenidos para $\phi = 45^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Tabla XXI. Resultados obtenidos para $\phi = 90^\circ$, mediante el barrido del parámetro θ .

Introducción General.

Se denomina microondas a las ondas electromagnéticas definidas en el rango de frecuencias de 300 MHz a 300 GHz, cuya longitud de onda, en el espacio libre y considerando una onda plana, abarca 1 m a 1 mm. Otras definiciones, por ejemplo, la del estándar IEC 60050 y el estándar IEEE 100 ubican a estas ondas dentro del rango de 1 GHz a 100 GHz.

El rango de microondas está incluido en las bandas de radiofrecuencia, concretamente en las bandas UHF (Ultra High Frequency) que va de 0.3 a 3 GHz, SHF (Super High Frequency) que abarca de 3 a 30 GHz y la banda EHF (Extremely High Frequency) de 30 a 300 GHz.

A altas frecuencias, se presenta el problema de que la longitud eléctrica de los diferentes dispositivos es comparable con la longitud de onda en la frecuencia de operación, lo cual genera que las señales puedan sufrir atenuación y desfaseamiento, ocasionando que el diseño en estas frecuencias sea más complejo, sin embargo, su uso es amplio debido a que nos proporcionan grandes ventajas como:

- La ganancia de antena es proporcional a $\left(D/\lambda\right)^2$ donde D es el diámetro de la antena y λ es la longitud eléctrica de la misma, esto representa que entre más alta sea la frecuencia de operación, mayor será la ganancia.
- En frecuencias altas se tiene un mayor ancho de banda, por ejemplo, un ancho de banda del 1% a 600 MHz es de 6 MHz, mediante el cual se puede proveer una tasa de transmisión de 6 Mbps (Megabits per second), mientras que, a 60 GHz, un ancho de banda del 1% equivale a 600 MHz, pudiendo obtener tasas de transmisión de hasta 600 Mbps.
- Las señales de microondas viajan en línea de vista (LOS), además de que no son reflejadas por la ionosfera como las señales de menor frecuencia, lo cual permite su uso en comunicaciones terrestres y satelitales.

Adicionalmente a las comunicaciones, las señales de microondas tienen diversas aplicaciones, como son: aeronáutica, donde se usan principalmente la tripulación de aviones; o bien en la industria militar en el lanzamiento de misiles y radares; además, la existencia de diversos fenómenos físicos como resonancias nucleares y atómicas, genera que existan aplicaciones dentro de la medicina e incluso a nivel doméstico con el uso de los hornos de microondas, entre otras.

Dentro de la banda de frecuencias de las microondas, existe una división de bandas, como se muestra en la tabla 1. Una de las bandas que destaca dado que hoy en día se encuentra con menos ocupación es la banda U, ya que los desarrollos tecnológicos para la utilización de aplicaciones comerciales funcionando en bandas de frecuencia por encima de los 40 GHz son de aparición reciente en comparación con las tecnologías que

pueden encontrarse en bandas del espectro más bajas. En México, en esta banda de frecuencia, se encuentra el servicio de aficionados terrestre y por satélite, servicio de radiodifusión fijo terrestres y por satélite, servicio fijo por satélite, servicio móvil por satélite, servicio de comunicación entre satélites, investigación espacial, radiolocalización, radionavegación, entre otros.

TABLA I. NOMENCLATURA DE LAS BANDAS DE FRECUENCIAS DE MICROONDAS [1].

Banda	Rango de frecuencias [GHz]
L	1-2
S	2-4
C	4-8
X	8-12
Ku	12-18
K	18-26
Ka	26-40
U	40-60
V	50-75
E	60-90
W	75-110
F	90-140

Objetivo de la tesis.

El trabajo desarrollado en esta tesis consiste en el diseño, simulación y optimización de un polarizador para la banda de 50 GHz basado en superficie reflectiva, este dispositivo nos permite cambiar la polarización de una onda electromagnética, por medio de la modificación de la fase de una de sus componentes.

En el proceso de diseño se buscó maximizar el ancho de banda en el que la relación de polarización cruzada (entre las componentes deseada y no deseada) fuera menor a -20 dB y a -30 dB .

Organización de tesis.

En el primer capítulo, se justifica la realización de la tesis, abordando los conceptos de polarización y funcionamiento de un polarizador para posteriormente hacer una comparación de las diferentes tecnologías con las que se puede implementar, analizando las ventajas y desventajas de cada una. Además, se presentan una serie de ejemplos de diferentes configuraciones de superficies polarizadoras reflectivas.

En el segundo capítulo, se analiza el diseño elegido, por medio de su equivalente en circuitos eléctricos, para estudiar su relación con la geometría del dispositivo, buscando la metodología adecuada para generar la diferencia de fase entre las componentes de la

onda que inciden en el polarizador; adicionalmente presentamos un breve estudio sobre las características más importantes para evaluar el funcionamiento del dispositivo.

En el tercer capítulo, se presentan las simulaciones de la geometría realizadas en el software de simulación electromagnética, así como la teoría necesaria para establecer los parámetros de las mismas. Una parte importante de este proceso consistió en realizar la sintonización de la geometría para que hubiera concordancia con los resultados de las simulaciones en MWO del capítulo anterior. Durante este proceso, se optimizó y modificó la geometría de la estructura, en virtud de cumplir con la meta deseada y las tolerancias de la tecnología de fabricación.

En el cuarto capítulo, se presentan las simulaciones de las estructuras optimizadas variando los ángulos de azimut y elevación de la onda incidente. Se muestran los rangos de valores de estos ángulos para los cuales la estructura mantiene la respuesta deseada.

1 Introducción a la teoría de los polarizadores.

Antes de iniciar con el proceso de diseño, análisis y evaluación del polarizador, es necesario abordar el concepto de polarización electromagnética. Además de hacer un estudio sobre los diferentes tipos de polarizadores que existen y entender su funcionamiento, así como sus ventajas y desventajas.

1.1 Polarización electromagnética.

1.1.1 Definición.

Es una práctica común describir una onda electromagnética por medio de su polarización. Por definición, la polarización de una onda radiada es “la propiedad de una onda electromagnética radiada que describe la dirección y la magnitud relativa del vector campo eléctrico con respecto al tiempo; específicamente, la figura trazada como función del tiempo por el extremo del vector localizado en un punto fijo de interés en el espacio y el sentido en el que esta trazado, que se observa a lo largo de la dirección de propagación”, de acuerdo al Estándar de Definiciones para Antenas del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [2].

En otras palabras, la polarización se entiende como la variación de la magnitud y dirección del vector campo eléctrico con respecto al tiempo, a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética.

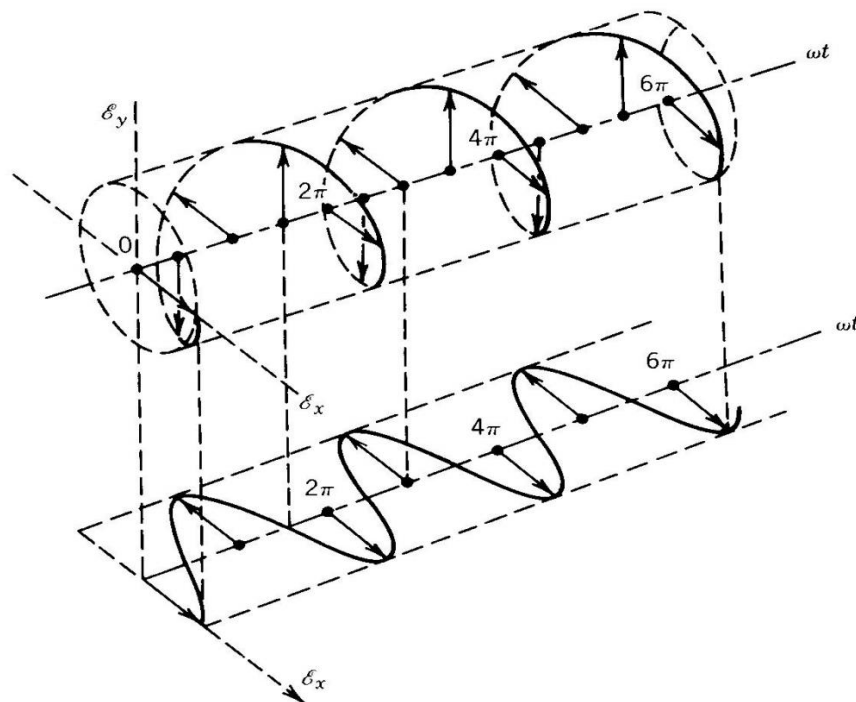


Figura 1.1. Rotación de una onda electromagnética plana en $z = 0$ [2].

Para entender de mejor manera el concepto, debemos analizar la solución de las ecuaciones de Maxwell, debido a que estas describen el comportamiento de los fenómenos eléctricos y magnéticos. Para simplificar este estudio, sin perder generalidad, consideraremos ondas planas que se propagan en dirección positiva del eje z (z^+). Bajo esta condición, el campo eléctrico \vec{E} y el campo magnético \vec{H} , se definen como:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y = \text{Re}\{E_x^+ \hat{a}_x e^{-j(\omega t - \beta z)} + E_y^+ \hat{a}_y e^{j(\omega t - \beta z)}\} = \\ &= E_{x_0}^+ \hat{a}_x \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) + E_{y_0}^+ \hat{a}_y \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \quad [V/m]\end{aligned}\tag{1-1}$$

$$\begin{aligned}\vec{H} &= H_x \hat{a}_x + H_y \hat{a}_y = \text{Re}\left\{\frac{E_x^+}{\eta} \hat{a}_y e^{j(\omega t - \beta z)} - \frac{E_y^+}{\eta} \hat{a}_x e^{-j(\omega t - \beta z)}\right\} = \\ &= \frac{E_{x_0}^+}{\eta} \hat{a}_y \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) - \frac{E_{y_0}^+}{\eta} \hat{a}_x \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) \quad [A/m]\end{aligned}\tag{1-2}$$

donde:

ω es la frecuencia angular,
 β es la constante de fase y,
 η es la impedancia intrínseca del medio.

Además E_x^+ , E_y^+ son valores complejos y $E_{x_0}^+$, $E_{y_0}^+$ son valores reales.

En la ecuación 1-1 podemos observar que el campo eléctrico se puede descomponer en E_x y E_y , las cuales son ondas con variaciones sinusoidales que se propagan en dirección del eje x y el eje y , respectivamente; al variar las condiciones de esta ecuación, se pueden obtener todos los tipos de polarización existentes.

1.1.2 Tipos de polarización.

Podemos clasificar la polarización en tres categorías (figura 1.2): lineal, circular y elíptica. En general, la figura que traza el vector campo eléctrico, es una elipse y se dice que esta polarizado elípticamente. Las polarizaciones lineal y circular son casos particulares de la elíptica, las cuales se obtienen cuando la elipse trazada tiende a una línea recta y a una circunferencia, respectivamente.

La trayectoria del vector campo eléctrico puede ser en sentido horario y en sentido antihorario, también conocidas como polarización derecha e izquierda, respectivamente.

1.1.2.1 Polarización Lineal.

Si el vector que describe el comportamiento del campo eléctrico traza siempre una línea recta, se dice que el campo está polarizado de forma lineal. La polarización lineal se puede dividir en polarización lineal horizontal, polarización lineal vertical y polarización lineal oblicua.

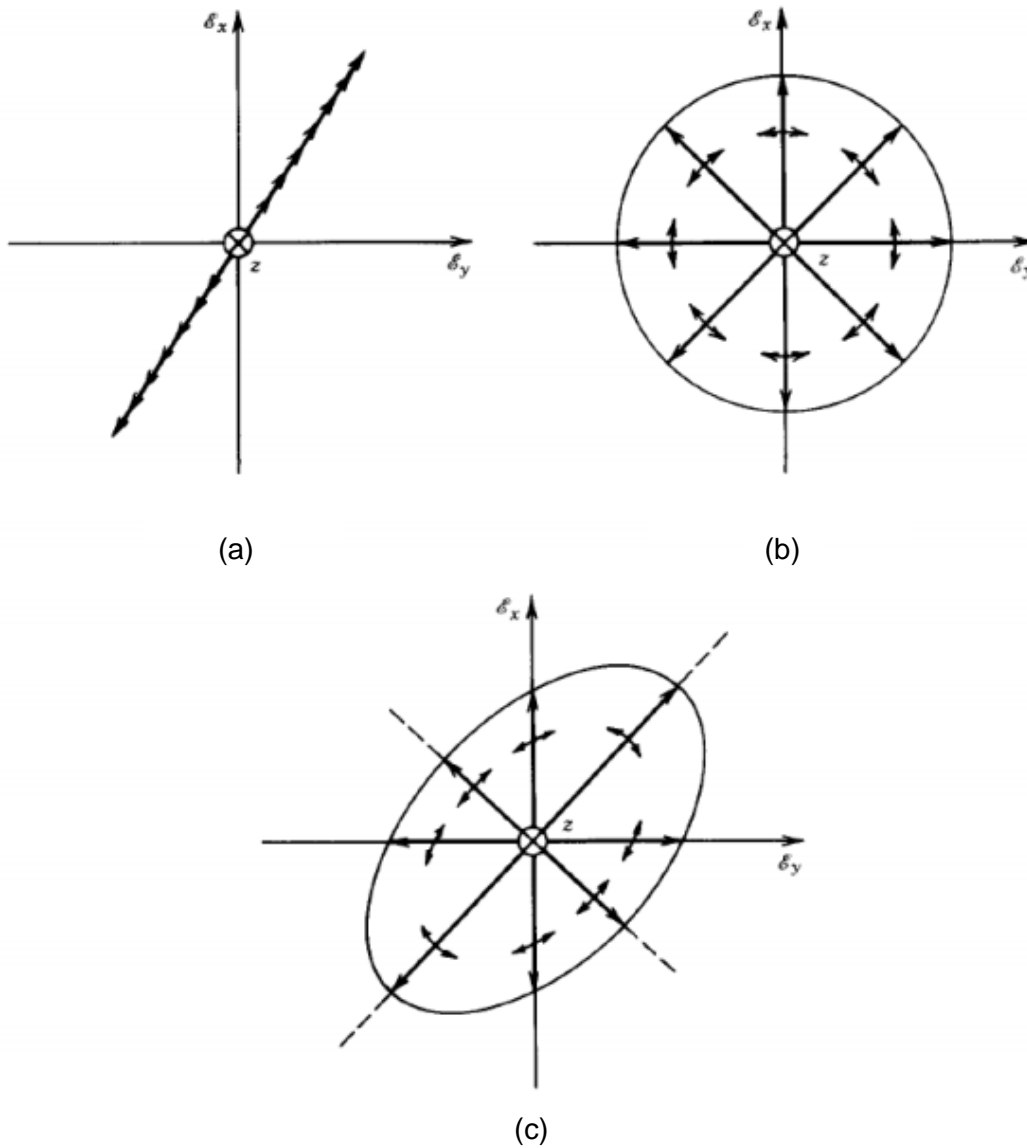


Figura 1.2. Tipos de polarización de una onda electromagnética: (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica [2].

1.1.2.1.1 Polarización lineal vertical.

Para analizar el comportamiento del vector campo eléctrico instantáneo, se debe retomar la ecuación 1-1, considerando que el campo está contenido en el plano $z = 0$, para simplificar los cálculos. En este caso, se considera la condición $E_{y_0}^+ = 0$ y evaluando en la ecuación 1-1 obtenemos:

$$\vec{E}(z = 0) = E_{x_0}^+ \hat{a}_x \cos(\omega t + \phi_x) \quad (1-3)$$

La ecuación 1-3 representa una línea recta que siempre se encuentra contenida a lo largo del eje x como se muestra en la figura 1.3. Cuando se cumplen estas condiciones, se dice que la polarización del campo es lineal vertical.

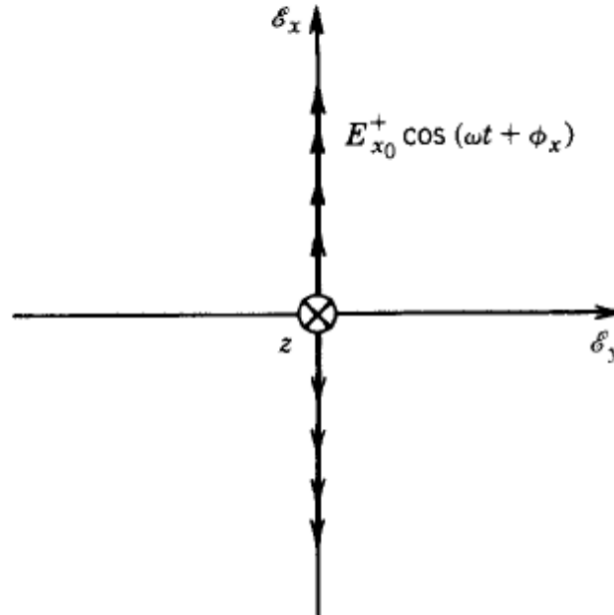


Figura 1.3. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje x [2].

1.1.2.1.2 Polarización lineal horizontal.

De forma análoga al caso anterior, se analizará el comportamiento del vector campo eléctrico instantáneo en el plano $z = 0$, cambiando la condición a $E_{x_0}^+ = 0$, evaluando la ecuación 1-1, tenemos:

$$\vec{E}(z = 0) = E_{y_0}^+ \hat{a}_y \cos(\omega t + \phi_y) \quad (1-4)$$

La ecuación 1-4 representa una línea recta que siempre se encuentra contenida a lo largo del eje y , cuando se cumple esta condición, se dice que el campo está polarizado horizontalmente, como se muestra en la figura 1.4.

1.1.2.1.3 Polarización lineal oblicua.

A pesar de lo visto en los casos anteriores, no es necesario que alguna de las dos componentes del campo ($E_{x_0}^+$ o $E_{y_0}^+$) sea nula para que el campo esté polarizado linealmente.

Consideremos un caso donde en el que ambas componentes tienen la misma fase, esto es, $\phi_x = \phi_y = \phi$. Al aplicar esta condición a la ecuación 1-1 se obtiene que una componente del campo está polarizada de forma lineal vertical, mientras que la otra de forma lineal horizontal, como se muestra a continuación:

$$\vec{E}_x = E_{x_0}^+ \hat{a}_x \cos(\omega t + \phi) \quad (1-5)$$

$$\vec{E}_y = E_{y_0}^+ \hat{a}_y \cos(\omega t + \phi) \quad (1-6)$$

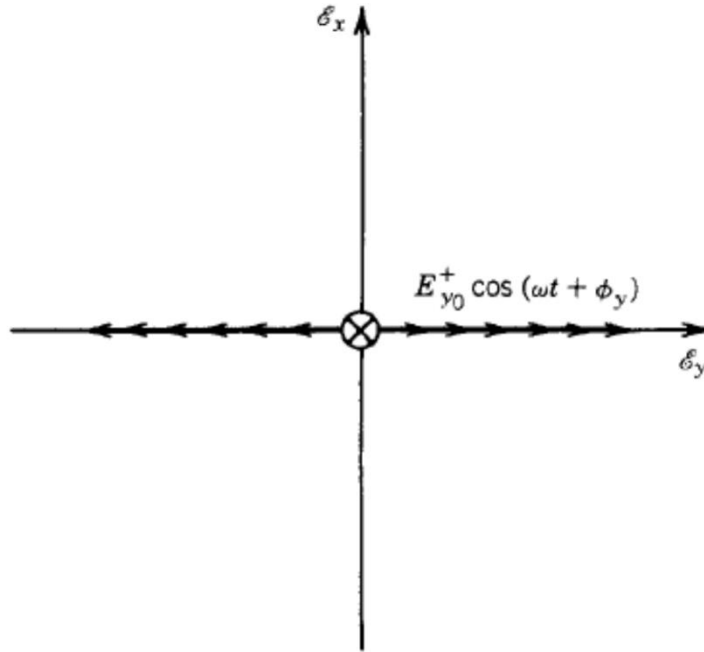


Figura 1.4. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje y [2].

De forma general, el campo eléctrico se representa de la siguiente forma:

$$\vec{E} = E_{x_0}^+ \hat{a}_x \cos(\omega t + \phi) + E_{y_0}^+ \hat{a}_y \cos(\omega t + \phi) \quad (1-7)$$

Para caracterizar el campo, debemos calcular su magnitud y dirección de la siguiente forma:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{(E_{x_0}^+)^2 + (E_{y_0}^+)^2} \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (1-8)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{|E_y|}{|E_x|} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{E_{y_0}^+}{E_{x_0}^+} \right) \quad (1-9)$$

Cuando el campo cumple con estas condiciones, se dice que esta polarizado de forma lineal en dirección ψ , también conocida como polarización lineal oblicua como se muestra en la figura 1.5.

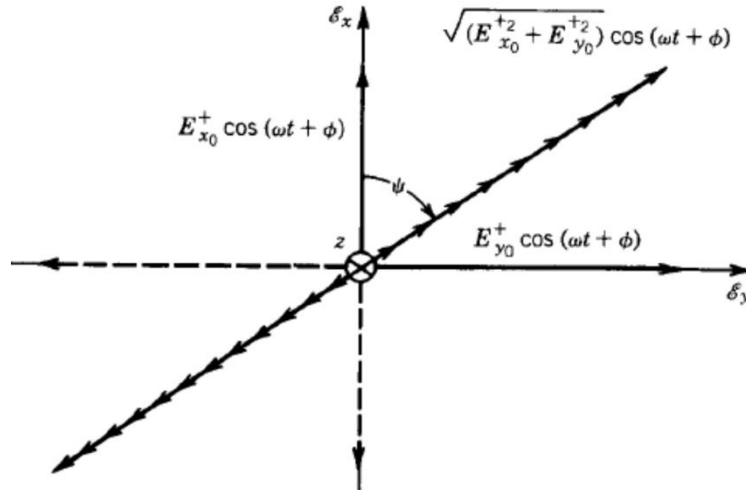


Figura 1.5. Campo eléctrico polarizado linealmente en dirección ψ [2].

1.1.2.2 Polarización circular.

Una onda tiene polarización circular cuando cumple con las siguientes condiciones:

1. El campo debe tener dos componentes ortogonales polarizadas linealmente.
2. Las dos componentes deben tener la misma magnitud.
3. La diferencia de fase entre las dos componentes debe ser de $\frac{\pi}{2}$ o sus múltiplos noes.

De forma general, estas condiciones se pueden representar como:

$$E_0 = |E_{x_0}| = \pm j|E_{y_0}| \quad (1-10)$$

Aplicando la condición 1-10 a la definición matemática de las componentes, obtenemos:

$$\vec{E}_x(z=0) = E_0 \hat{a}_x \cos(\omega t + \phi_x) \quad (1-11)$$

$$\vec{E}_y(z=0) = E_0 \hat{a}_y \sin(\omega t + \phi_x) \quad (1-12)$$

Elevando al cuadrado y sumando las ecuaciones 1-11 y 1-12, encontramos el siguiente resultado:

$$E_0^2 = |E_x|^2 + |E_y|^2 \quad (1-13)$$

Lo que corresponde a la ecuación del lugar geométrico de una circunferencia. De acuerdo al sentido de rotación del vector campo eléctrico, podemos clasificar la

polarización circular en dos tipos: polarización circular derecha y polarización circular izquierda, tal como se muestra en la figura 1.6.

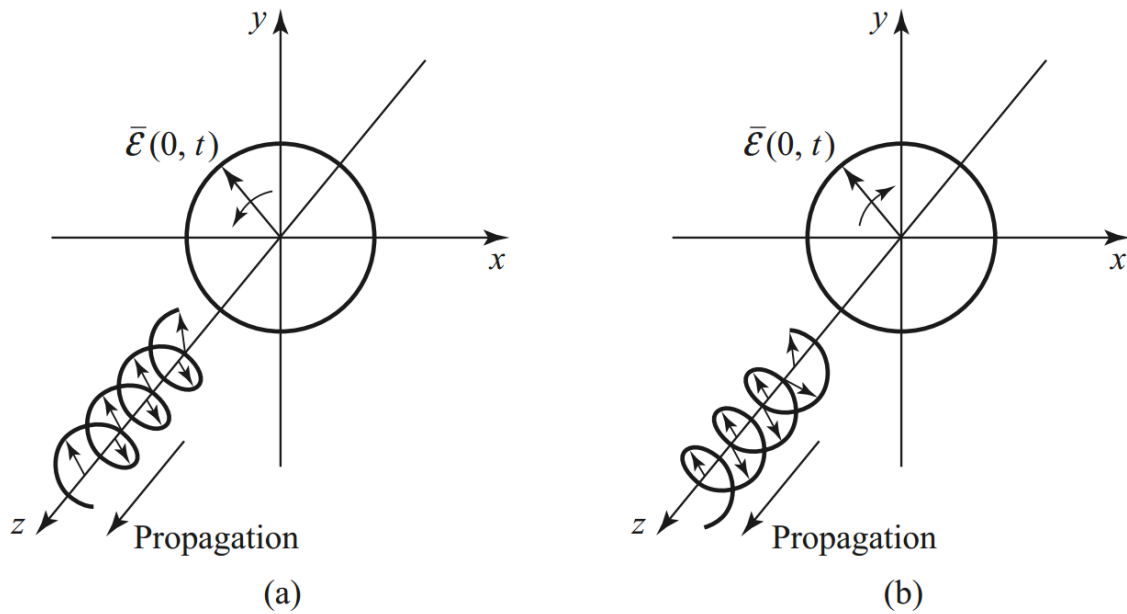


Figura 1.6. Tipos de polarización circular: (a) circular derecha y (b) circular izquierda [1].

1.1.2.2.1 Polarización circular derecha (RHCP).

Una onda tiene polarización circular derecha cuando su vector campo eléctrico gira en sentido horario, cuando es visto a lo largo del eje de propagación. Para este caso se consideran las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned}\phi_x &= 0 \\ \phi_y &= -\frac{\pi}{2} \\ E_{x_0}^+ &= E_{y_0}^+ = E_R\end{aligned}$$

Entonces las componentes del campo quedan definidas como:

$$|E_x| = E_R \cos(\omega t) \quad (1-14)$$

$$|E_y| = E_R \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = E_R \sin(\omega t) \quad (1-15)$$

Para caracterizar el campo total, se requiere calcular su amplitud que está definida de la siguiente manera:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_R^2 (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_R \quad (1-16)$$

Además, el vector del campo forma un ángulo ψ con el eje x , que está dado por:

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{E_R \sin(\omega t)}{E_R \cos(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(\tan(\omega t)) = \omega t \quad (1-17)$$

Existe un caso alternativo en el cual se presenta la polarización circular derecha bajo estas condiciones:

$$\begin{aligned} \phi_x &= \frac{\pi}{2} \\ \phi_y &= 0 \\ E_{x_0}^+ &= E_{y_0}^+ = E_R \end{aligned}$$

En este caso, las componentes quedan definidas como:

$$|E_x| = E_R \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -E_R \sin(\omega t) \quad (1-18)$$

$$|E_y| = E_R \cos(\omega t) \quad (1-19)$$

Cuya magnitud y dirección son:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_R^2 (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_R \quad (1-20)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{E_R \cos(\omega t)}{E_R \sin(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(-\cot \omega t) = \omega t + \frac{\pi}{2} \quad (1-21)$$

A pesar de que existen dos casos para obtener este tipo de polarización, ambos poseen una característica en común: la componente E_x se encuentra adelantada $\frac{\pi}{2}$ respecto a la componente E_y , por lo que el sentido de la rotación del vector del campo es en el sentido de las manecillas del reloj, como se muestra en la figura 1.7.

1.1.2.2.2 Polarización circular izquierda (LHCP).

Una onda tiene polarización circular izquierda cuando su vector campo eléctrico gira en sentido antihorario, cuando es visto a lo largo del eje de propagación. Para este caso se consideran las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} \phi_x &= 0 \\ \phi_y &= \frac{\pi}{2} \\ E_{x_0}^+ &= E_{y_0}^+ = E_L \end{aligned}$$

Entonces las componentes del campo quedan definidas como:

$$|E_x| = E_L \cos(\omega t) \quad (1-22)$$

$$|E_y| = E_L \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -E_L \sin(\omega t) \quad (1-23)$$

Para caracterizar el campo total, se requiere calcular su amplitud que está definida de la siguiente manera:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_L^2 (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_L \quad (1-24)$$

Además, el vector del campo forma un ángulo ψ con el eje x , que está dado por:

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{E_L \sin(\omega t)}{E_L \cos(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(-\tan(\omega t)) = -\omega t \quad (1-25)$$

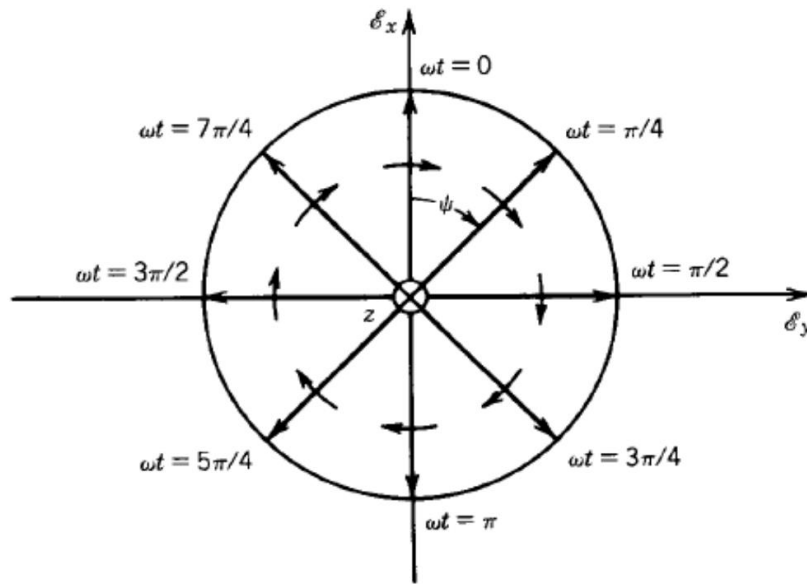


Figura 1.7. Polarización circular derecha [2].

Existe un caso alternativo en el cual se presenta la polarización circular izquierda bajo estas condiciones:

$$\begin{aligned} \phi_x &= -\frac{\pi}{2} \\ \phi_y &= 0 \\ E_{x_0}^+ &= E_{y_0}^+ = E_L \end{aligned}$$

En este caso, las componentes quedan definidas como:

$$|E_x| = E_L \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = E_L \sin(\omega t) \quad (1-26)$$

$$|E_y| = E_L \cos(\omega t) \quad (1-27)$$

Cuya magnitud y dirección son:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_L^2 (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_L \quad (1-28)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{E_L \cos(\omega t)}{E_L \sin(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(\cot \omega t) = \frac{\pi}{2} - \omega t \quad (1-29)$$

A pesar de que existen dos casos para obtener este tipo de polarización, ambos poseen una característica en común: la componente E_y se encuentra adelantada $\frac{\pi}{2}$ respecto a la componente E_x , por lo que el sentido de la rotación del vector del campo es en sentido contrario a las manecillas del reloj, como se muestra en la figura 1.8.

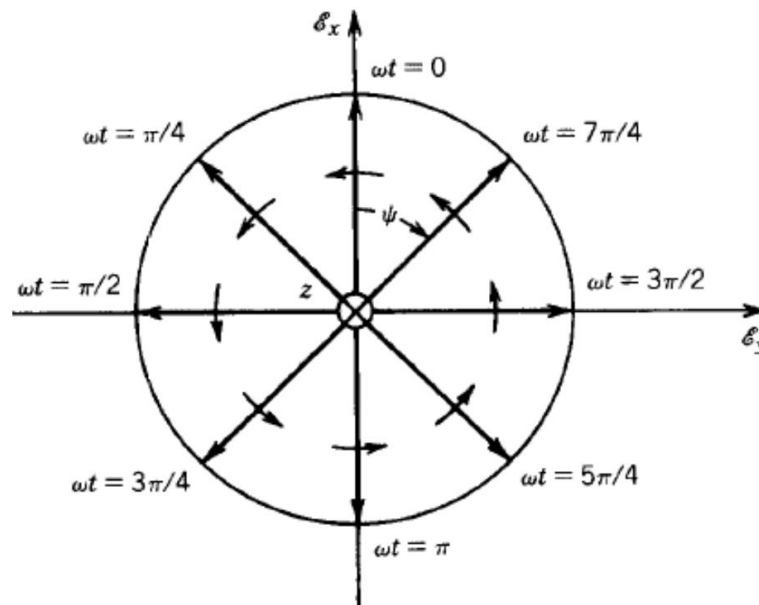


Figura 1.8. Polarización circular izquierda [2].

1.1.2.3 Polarización elíptica.

El tipo más general de polarización, es la elíptica. De forma análoga a la polarización circular, una onda está polarizada elípticamente cuando la diferencia de fase entre sus componentes es de $\frac{\pi}{2}$ o múltiplos no nulos del mismo pero no es necesario que la magnitud

de sus componentes sea la misma. En otras palabras, estas condiciones se pueden ejemplificar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\phi_x &= \frac{\pi}{2} \\ \phi_y &= 0 \\ E_{x_0}^+ &= E_R + E_L \\ E_{y_0}^+ &= E_R - E_L\end{aligned}$$

Aplicando estas condiciones a la ecuación 1-1, obtenemos que las componentes quedan definidas como:

$$|E_x| = (E_R + E_L) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -(E_R + E_L)\sin(\omega t) \quad (1-30)$$

$$|E_y| = (E_R - E_L) \cos(\omega t) \quad (1-31)$$

La amplitud del vector campo puede calcularse como:

$$\begin{aligned}|E|^2 &= |E_x|^2 + |E_y|^2 = (E_R + E_L)^2 \sin^2(\omega t) + (E_R - E_L)^2 \cos^2(\omega t) = \\ &= E_R^2 \sin^2(\omega t) + E_L^2 \sin^2(\omega t) + 2E_R E_L \sin^2(\omega t) + E_R^2 \cos^2(\omega t) + E_L^2 \cos^2(\omega t) - \\ &\quad - 2E_R E_L \cos^2(\omega t)\end{aligned}$$

$$|E_x|^2 + |E_y|^2 = E_R^2 + E_L^2 + 2E_R E_L (\sin^2(\omega t) - \cos^2(\omega t)) \quad (1-32)$$

De las ecuaciones 1-30 y 1-31, despejamos $\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$ respectivamente:

$$\sin(\omega t) = -\frac{|E_x|}{(E_R + E_L)} \quad (1-33)$$

$$\cos(\omega t) = \frac{|E_y|}{(E_R - E_L)} \quad (1-34)$$

Sustituyendo 1-33 y 1-34 en 1-32, la ecuación se reduce a:

$$\left\{ \frac{|E_x|}{E_R + E_L} \right\}^2 + \left\{ \frac{|E_y|}{E_R - E_L} \right\}^2 = 1 \quad (1-35)$$

La ecuación 1-35 representa una elipse con eje mayor igual a $|E|_{max} = |E_R + E_L|$ y eje menor igual a $|E|_{min} = |E_R - E_L|$.

La amplitud máxima y mínima del vector campo eléctrico, corresponden con la magnitud del eje mayor y el eje menor, respectivamente.

$$|E|_{max} = |E_R + E_L| \text{ cuando } \omega t = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, n = 0, 1, 2, \dots$$

$$|E|_{min} = |E_R - E_L| \text{ cuando } \omega t = n\pi, n = 0, 1, 2, \dots$$

La razón axial (AR) de la elipse se define como la relación entre el eje mayor (incluyendo su signo) y el eje menor, y se calcula como:

$$AR = -\frac{|E|_{max}}{|E|_{min}} = -\frac{(E_R + E_L)}{(E_R - E_L)} \quad (1-36)$$

Donde E_R y E_L son valores reales positivos. La razón axial se encuentra en el rango:

$$1 \leq |AR| \leq \infty$$

De forma general, una elipse con inclinación τ (figura 1.9), la razón axial se expresa como:

$$AR = \pm \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \pm \frac{OA}{OB} \quad (1-37)$$

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_{x_0}^+ E_{y_0}^+}{(E_{x_0}^+)^2 - (E_{y_0}^+)^2} \cos \Delta\phi \right] \quad (1-38)$$

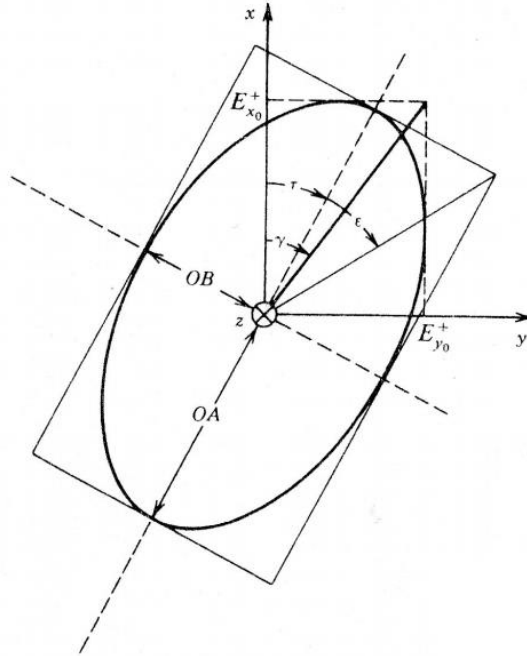


Figura 1.9. Onda con polarización elíptica a una inclinación τ [2].

donde:

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left\{ (E_{x_0}^+)^2 + (E_{y_0}^+)^2 + \left[(E_{x_0}^+)^4 + (E_{y_0}^+)^4 + 2(E_{x_0}^+)^2(E_{y_0}^+)^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-39)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left\{ (E_{x_0}^+)^2 + (E_{y_0}^+)^2 - \left[(E_{x_0}^+)^4 + (E_{y_0}^+)^4 + 2(E_{x_0}^+)^2(E_{y_0}^+)^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-40)$$

$$E_{x_0}^+ = E_R + E_L \quad (1-41)$$

$$E_{y_0}^+ = E_R - E_L \quad (1-42)$$

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y \neq n \frac{\pi}{2}, n = 0, 1, 2 \dots \quad (1-43)$$

Podemos representar cualquier onda con polarización elíptica mediante la suma de una onda con polarización circular derecha y una onda con polarización circular izquierda.

1.1.2.3.1 Polarización elíptica derecha.

Si $E_R > E_L$ la razón axial será negativa y la componente con polarización circular derecha tendrá mayor efecto que la componente con polarización circular izquierda, por lo que la rotación del vector campo eléctrico será en el sentido de las manecillas del reloj. Esta polarización también es conocida como elíptica derecha (figura 1.10).

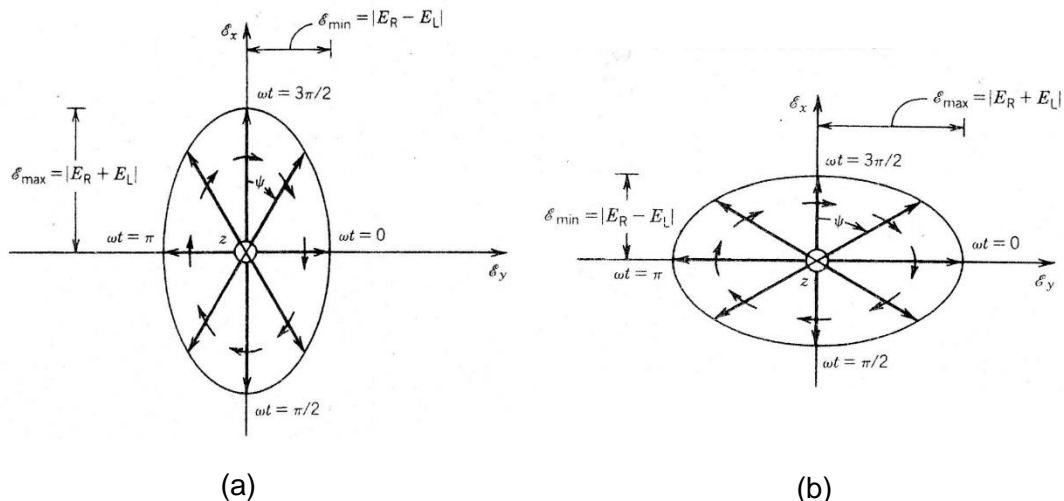


Figura 1.10. Polarización elíptica derecha con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].

1.1.2.3.2 Polarización elíptica izquierda.

Si $E_R < E_L$ la razón axial será positiva y la componente con polarización circular izquierda tendrá mayor influencia que la componente con polarización circular derecha, por lo que

la rotación del vector campo eléctrico será en el sentido contrario a las manecillas del reloj. Esta polarización también es conocida como elíptica izquierda (figura 1.11).

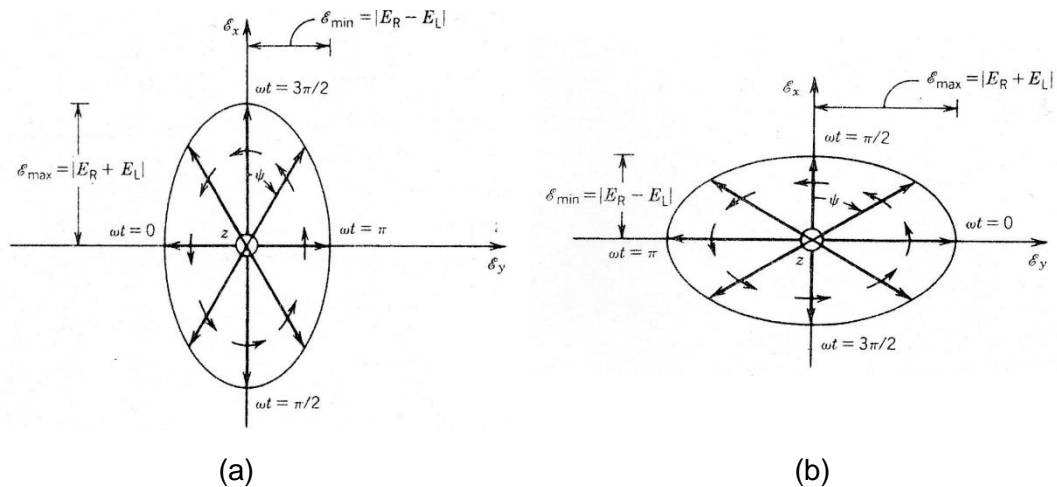


Figura 1.11. Polarización elíptica izquierda con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].

1.2 Polarizador.

El uso de ondas con polarización circular ha sido un factor fundamental para mejorar el desempeño de los sistemas modernos de comunicaciones. Las antenas con polarización circular son necesarias en los sistemas de telemetría y comando, para la transmisión de señales a través de la ionósfera, y en los sistemas de radar para disminuir los efectos debido a la lluvia. En los dos primeros casos, la orientación de una onda con polarización lineal no se puede predecir, ya sea porque no se sabe la orientación de la fuente o porque no hay certeza de qué tanto será afectada por la rotación de Faraday debido a su propagación a través de la ionósfera [3].

Recientemente, ha surgido un gran interés en el desarrollo de redes interiores de alta velocidad capaces de soportar servicios integrados de voz datos y video. Los principales impedimentos para este tipo de redes son: los desvanecimientos de amplitud y el retardo de propagación debidos a las reflexiones generadas por las paredes, pisos, techos y obstáculos que provocan desvanecimiento por multitrayectoria de frecuencia selectiva; para enfrentar este problema las siguientes técnicas de diversidad de antenas han demostrado ser útiles para minimizarlo:

- 1) Diversidad espacial: requiere múltiples antenas para crear canales independientes de propagación. La separación entre los elementos del arreglo debe ser de aproximadamente un cuarto de onda. Sin embargo, el principal problema de esta técnica consiste en el alto costo económico necesario para su implementación.
- 2) Diversidad de polarización: es un método atractivo para la configuración compacta de una antena, contrario a la diversidad espacial. Esta técnica puede ser efectiva para minimizar el efecto de desvanecimiento por multitrayectoria sin emplear equalizadores o antenas adicionales.

La segunda técnica ha tenido mayor difusión debido a que permite disminuir los costos sin incrementar la complejidad de los sistemas. En diversos estudios de diversidad de polarización, se ha demostrado que usar ondas con polarización circular en la transmisión y recepción minimiza el efecto del desvanecimiento por multitrayectoria; ya que para cualquier reflexión inesperada, la polarización de la onda en línea de vista es opuesta a la de la onda reflejada [4].

Las ondas con polarización circular ofrecen características de propagación superiores que las ondas de polarización lineal bajo las mismas condiciones de línea de vista, es por eso que se requiere implementar dispositivos que nos permitan convertir una polarización a otra, especialmente de lineal a circular [5], [6].

Un polarizador es un dispositivo que sirve para cambiar la polarización de una onda electromagnética. El cambio se logra mediante la modificación de la fase de forma controlada de una o ambas componentes de la onda. Además, este tipo de dispositivo cuenta con la capacidad de distinguir el sentido de rotación del vector campo eléctrico, ya sea en sentido horario o antihorario.

Los polarizadores más comunes son los que generan una diferencia de fase de 90° entre las dos componentes de una onda. Este tipo de polarizadores, son utilizados para convertir una onda con polarización lineal a una onda con polarización circular o viceversa. También existe otro tipo de polarizador que genera una diferencia de fase de 180° , comúnmente conocidos como rotadores; los cuales son utilizados para convertir de polarización lineal vertical a lineal horizontal o viceversa, y de polarización circular derecha a circular izquierda o viceversa. La mayoría de los polarizadores son dispositivos de dos puertos, aunque pueden ser modelados como dispositivos de cuatro puertos.

1.2.1 Principio de funcionamiento.

Para ejemplificar el funcionamiento del polarizador, se tomará como referencia una sección de guía de onda circular modificada mediante la inserción de una placa dieléctrica inclinada a 45° respecto al eje x , tal como se muestra en la figura 1.12.

En la guía de onda modificada, se hace incidir una onda con polarización lineal vertical E^i . Esta onda se puede expresar como la suma de las componentes: una paralela a la placa de dieléctrico (E_{\parallel}) y otra ortogonal a la misma (E_{\perp}). Ambas componentes tienen la misma magnitud y son perpendiculares entre sí, además inciden en fase.

La componente E_{\parallel} se propagará a través de la placa dieléctrica por lo que su velocidad de fase disminuirá. La justificación matemática se presenta en la ecuación 1-44:

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (1-44)$$

donde:

c es la velocidad de la luz en el espacio libre,

μ es la permeabilidad magnética del material y
 ε es la permitividad eléctrica del material.

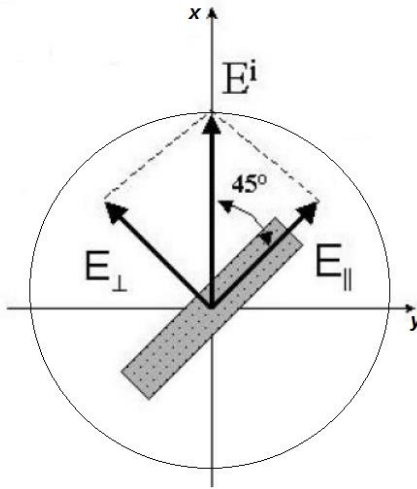


Figura 1.12. Onda incidente E^i dividida en la componente $E_{||}$ paralela a la placa dieléctrica y la componente E_{\perp} perpendicular a la placa dieléctrica.

En la ecuación 1-44, se puede observar que la velocidad de fase de la onda, depende únicamente de las características del material por el cual se propaga. Se observa que al aumentar el valor de ε , la velocidad de fase disminuye.

La componente $E_{||}$ sufrirá un retraso de fase respecto a la componente E_{\perp} . Para que la onda que se obtenga a la salida del polarizador sea circular, se requiere que la diferencia de fase sea de 90° ($\frac{\pi}{2} \text{ rad}$). Esta diferencia depende de la longitud de la placa dieléctrica que puede ser calculada con la siguiente ecuación:

$$\frac{\pi}{2} = l \left(\frac{\omega}{v_{f_{E_{||}}}} - \frac{\omega}{v_{f_{E_{\perp}}}} \right) \quad (1-45)$$

$$l = \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{1}{\frac{\omega}{v_{f_{E_{||}}}} - \frac{\omega}{v_{f_{E_{\perp}}}}} \right) \quad (1-46)$$

donde:

l es la longitud de la placa,

ω es la frecuencia angular,

$v_{f_{E_{||}}}$ es la velocidad de fase de la componente paralela a la placa, y

$v_{f_{E_{\perp}}}$ es la velocidad de fase de la componente ortogonal a la placa.

Este método es el más sencillo y de los primeros en ser implementados, ya que sólo se analiza el comportamiento de la componente que viaja a través de la sección modificada de la guía de onda, mientras que la otra componente viaja sin alteraciones.

1.2.2 Tipos de polarizadores.

Además de los polarizadores basados en guía de onda circular, existen otras formas de implementarlos, entre las que destacan el uso de superficies polarizadoras reflectivas. A continuación, se presenta un análisis de cada una de las implementaciones mencionadas.

1.2.2.1 Polarizadores basados en guía de onda circular.

La guía de onda circular fue la base para las primeras implementaciones de polarizadores. Existen diferentes métodos para obtener la diferencia de fase deseada entre las dos componentes de la onda a modificar. Algunos de estos métodos se basan en exponer una o ambas componentes ortogonales a los efectos provocados por realizar alteraciones en la guía de onda para obtener adelanto o retraso en fase. Entre las modificaciones que se pueden realizar a la guía de onda circular, destacan: combinar diferentes materiales dieléctricos, cambios en las dimensiones de la guía de onda, inserción de elementos metálicos en la guía, entre otros, como lo muestra la figura 1.13.

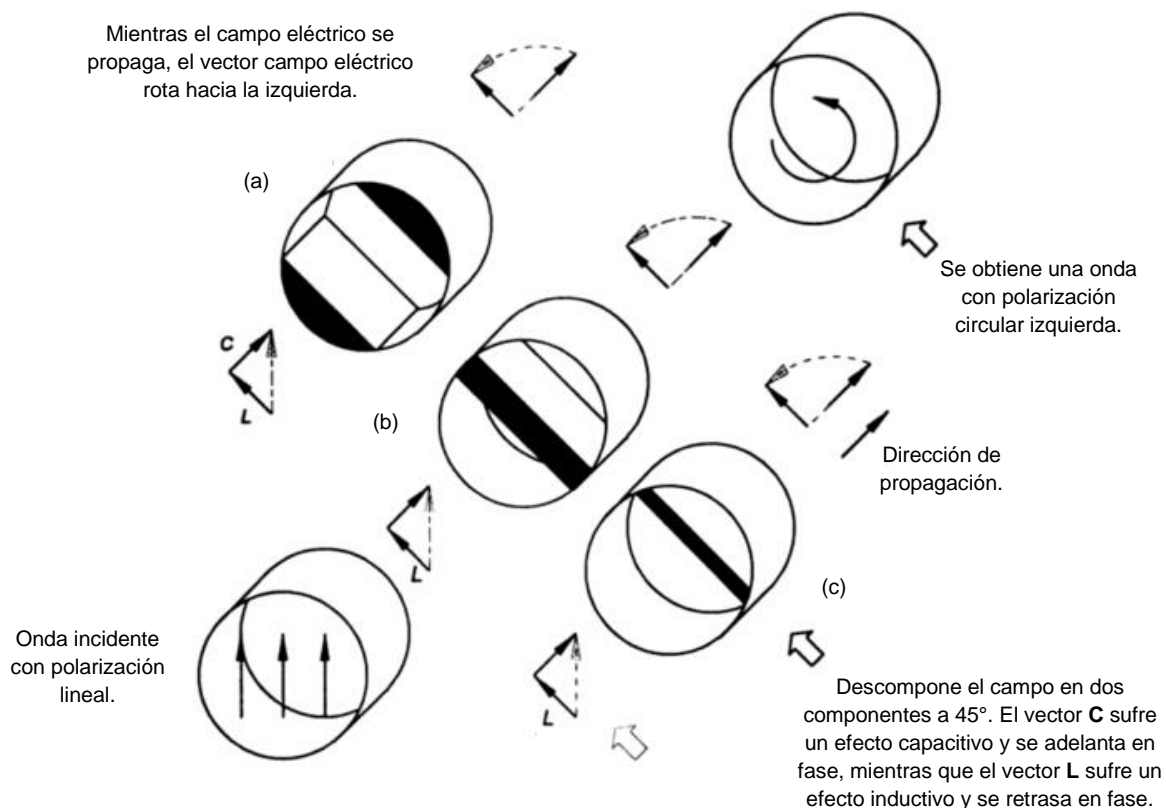


Figura 1.13. Polarizadores basados en guía de onda circular: (a) diafragma reactivo, (b) placa dieléctrica y (c) poste metálico [7].

Convencionalmente los polarizadores basados en guía de onda circular se pueden clasificar en dos grupos.

El primer grupo se compone por aquellos dispositivos que convierten las ondas que inciden por el primer puerto con polarización circular izquierda o derecha a ondas con polarización lineal en el segundo puerto, este último puerto puede estar terminado en sección transversal cuadrangular o circular. La separación final de la señal se realiza por medio de un transductor ortomodal (OMT) secuencial que suministra las señales de salida a dos puertos de guía de onda separadas [8].

El segundo grupo comprende los polarizadores septum, los cuales son dispositivos con tres puertos de interfaz física que pueden ser utilizados para alimentar la guía de onda cuadrada o circular. Su entrada consiste típicamente de dos puertos de guía de onda rectangular, mientras que su salida puede ser una guía de onda rectangular o circular. La última solución es comúnmente adoptada por la facilidad de diseño y fabricación [8].

1.2.2.1.1 Ventajas.

- 1) El uso de polarizadores basados en guía de onda circular, permite trabajar con altas potencias.
- 2) Al estar basados en guía de onda circular permiten trabajar con variedad de polarizaciones.
- 3) La guía de onda circular es una línea de transmisión con bajas pérdidas.

1.2.2.1.2 Desventajas.

- 1) Complejidad del proceso de fabricación de las guías de onda y de las modificaciones requeridas para implementar un polarizador, especialmente cuando la frecuencia de operación es alta.
- 2) Complejidad en el proceso de diseño al incluir modificaciones a la guía de onda debido a que éstas pueden introducir altas reflexiones por lo que se requiere diseñar transformadores de impedancias para minimizar las pérdidas por retorno.
- 3) Al estar basado en guía de onda circular, el ancho de banda en el que puede operar es estrecho debido a que se debe evitar la propagación de modos de alto orden lo que nos limita a trabajar en régimen unimodal.
- 4) La guía de onda circular es una línea de transmisión con alta impedancia característica por lo que se requiere de elementos adicionales, como redes de acoplamiento, para utilizarlos en sistemas comerciales de comunicaciones.

- 5) La guía de onda circular presenta inestabilidad de polarización, ya que las modificaciones no deseadas, como errores de fabricación, pueden modificar el estado de polarización de la onda que se propaga.

En búsqueda de diseñar polarizadores de banda ancha, fáciles de fabricar y de bajo costo, se han desarrollado nuevas tecnologías basadas en la tecnología de fabricación de circuitos impresos, como es el uso de estructuras periódicas. Dentro de esta categoría podemos encontrar las superficies polarizadoras reflectivas.

1.2.2.2 Polarizadores basados en superficies polarizadoras reflectivas.

Una superficie reflectiva está compuesta por un arreglo de elementos radiantes distribuidos en un área reflectiva, la cual puede ser plana o curva, y una antena que ilumina el arreglo. En esta superficie se pueden implementar diferentes tipos de elementos radiantes, entre los que destacan: dipolos, anillos, stubs, parches impresos de microcinta, entre otros.

La antena alimentadora ilumina los elementos del arreglo reflectivo, los cuales están diseñados para rerradiar y esparcir el campo eléctrico incidente con la fase requerida para formar una onda plana en campo lejano. Este concepto es similar al funcionamiento de un reflector parabólico, el cual mediante su curvatura refleja y forma una onda plana cuando la antena de alimentación está ubicada en su punto focal. El término reflector plano es utilizado ocasionalmente para describir a las superficies reflectivas, que utilizan las tecnologías de reflector y arreglo. Como se muestra en la figura 1.14, existen diferentes métodos para lograr un frente de onda plano. Uno de ellos consiste en usar parches idénticos de microcinta con líneas que proveen un retardo de fase variable que compensan el retraso de fase generado por las diferentes trayectorias de la señal del alimentador. Otro método consiste en usar parches de diferentes tamaños, dipolos o anillos, mediante los cuales se genera un cambio de impedancia en la superficie para compensar el retraso en fase de la señal provista por la antena alimentadora.

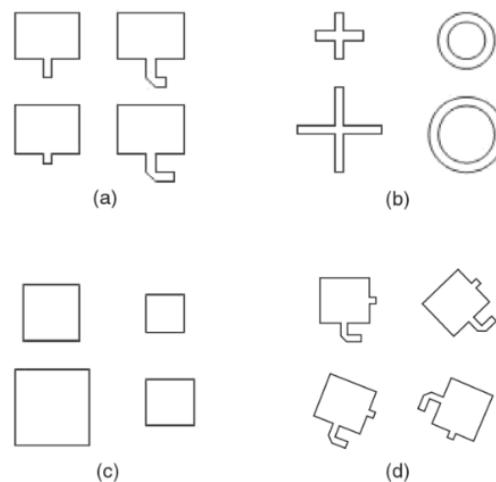


Figura 1.14. Ejemplos de elementos de un arreglo reflectivo: (a) parches idénticos con líneas de longitud variable, (b) dipolos y anillos de longitud variable, (c) parches de diferentes tamaños y (d) elementos con variación angular [9].

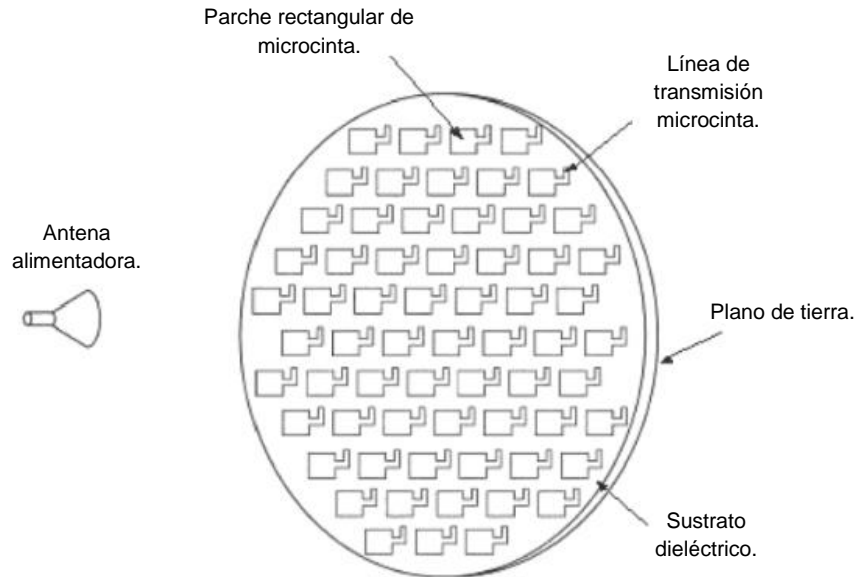


Figura 1.15. Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [9].

El uso de microcinta para la fabricación de superficies reflectivas, se ha convertido en una práctica común para desarrollar antenas pequeñas y de bajo costo de manufactura. Estos dispositivos, al estar basados en la tecnología de fabricación de circuitos impresos, combinan algunas de las características más destacadas de los reflectores parabólicos y de los arreglos de microcinta. Una configuración de arreglo reflectivo usando parches impresos con líneas de longitud variable, se muestra en la figura 1.15. Los elementos de una superficie reflectiva modifican la fase de la onda incidente, basándonos en este principio se puede generar un cambio de fase controlado mediante la modificación de la geometría de los elementos, permitiendo usar el arreglo reflectivo como polarizador.

A continuación, se presenta una recopilación de ejemplos de implementaciones de polarizadores basados en este tipo de tecnología para posteriormente evaluar sus ventajas y desventajas.

1.2.2.2.1 Comparación de elementos con diferentes geometrías para la implementación de superficies periódicas reflectivas.

En el artículo “Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarisation converter” [10], se describe el funcionamiento de un nuevo tipo de polarizadores basados en superficies selectivas de frecuencias (FSS). La frecuencia de operación de estos dispositivos es de 10 GHz . Se diseñaron tres prototipos, cada uno fue estudiado usando arreglos de una y dos capas, este último en búsqueda de aumentar el ancho de banda y disminuir las pérdidas de inserción. En la figura 1.16, se muestran las diferentes implementaciones de las celdas unitarias.

El principio de funcionamiento de los dispositivos presentados consiste en que una de las componentes del campo eléctrico sea afectada por un efecto capacitivo, mientras que la otra por un efecto inductivo.

En el primer caso, una de las ranuras es ligeramente más corta y la otra ligeramente más larga respecto a la mitad de la longitud de onda de resonancia $\left(\frac{\lambda}{2}\right)$. La conversión de polarización lineal a circular se logra ajustando la razón de la longitud de las ranuras, de tal manera que se obtenga una diferencia de fase de 90° entre las componentes transversal eléctrica (TE) y transversal magnética (TM), que originalmente se propagan en fase.

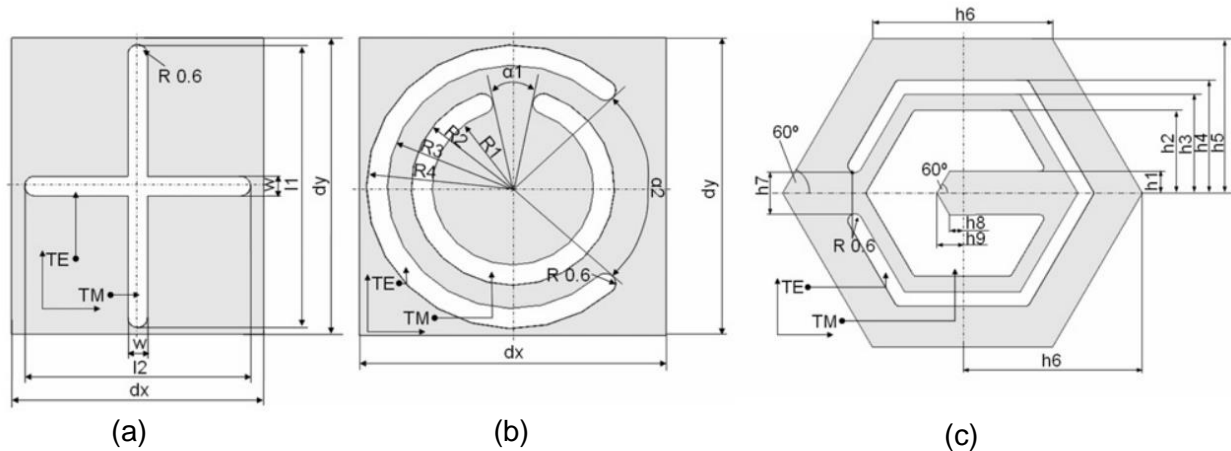


Figura 1.16. Geometrías de los elementos analizados: (a) dos ranuras ortogonales, (b) anillos concéntricos y (c) hexágono [10].

Los otros dos casos se basan en una configuración de anillos concéntricos, en la cual el segundo anillo provocará que ambas componentes de la onda reflejada tengan la misma magnitud.

La componente con polarización lineal vertical de la onda incidente, provoca que el anillo exterior entre en resonancia a una frecuencia ligeramente menor que la de operación del polarizador; mientras que la componente con polarización lineal horizontal, provoca que el anillo interior entre en resonancia a una frecuencia mayor que la frecuencia de operación del polarizador.

En la resonancia, la longitud eléctrica de los anillos es la longitud de onda. Las dimensiones de los anillos, tanto longitud como ancho, controlan la amplitud y fase de las señales de salida; además cuando se forma un arreglo periódico de estos elementos, se preservan la respuesta de filtro paso banda que tienen las superficies selectivas de frecuencias. Todas las estructuras fueron diseñadas para operar con ondas que tienen incidencia normal.

Las simulaciones que se presentan en el artículo fueron realizadas con software de simulación electromagnética. Las condiciones de frontera utilizadas en las simulaciones fueron las de una celda unitaria y así reducir el tiempo empleado para cada simulación.

Para las estructuras de doble capa, se utilizó el método de Fabry-Perot modificado para calcular la separación óptima entre las capas y disminuir las pérdidas de inserción.

La configuración para medir el comportamiento de los dispositivos fabricados consistió en dos antenas de corneta con polarización lineal, una de las cuales fue alimentada mediante un analizador de redes vectoriales y posicionada a 45° respecto al eje x . A la salida, se colocó la segunda antena de corneta, conectada al mismo analizador de redes, para muestrear la onda reflejada en magnitud y fase.

Los resultados reportados en el artículo se presentan en la tabla II.

TABLA II. RESUMEN DE RESULTADOS MEDIDOS A 10 GHz [10].

Parámetro	Una capa		Dos capas		Separación entre capas [mm]
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	
Ranuras ortogonales					
Pérdidas de inserción [dB]	-3.0	-3.24	-0.27	-0.85	9.73
AR mínimo [dB]	0.02	0.3	0.04	0.3	
Porcentaje de ancho de banda del AR (3 dB)	13.4	14	10.8	12	
Anillo					
Pérdidas de inserción [dB]	-3.1	-3.25	-0.35	-0.34	8.75
AR mínimo [dB]	0.02	0.57	0.04	0.35	
Porcentaje de ancho de banda del AR (3 dB)	15	13.3	11.5	12.6	
Hexágono					
Pérdidas de inserción [dB]	-3.05	-3.3	-0.23	-0.8	10
AR mínimo [dB]	0.025	0.18	0.03	0.32	
Porcentaje de ancho de banda del AR (3 dB)	13.9	10.4	7.5	6.8	

Los datos medidos fueron post procesados para calcular la razón axial. La respuesta en frecuencia de la razón axial de las ranuras ortogonales, el anillo y el hexágono se muestra en las figuras 1.17, 1.18 y 1.19, respectivamente.

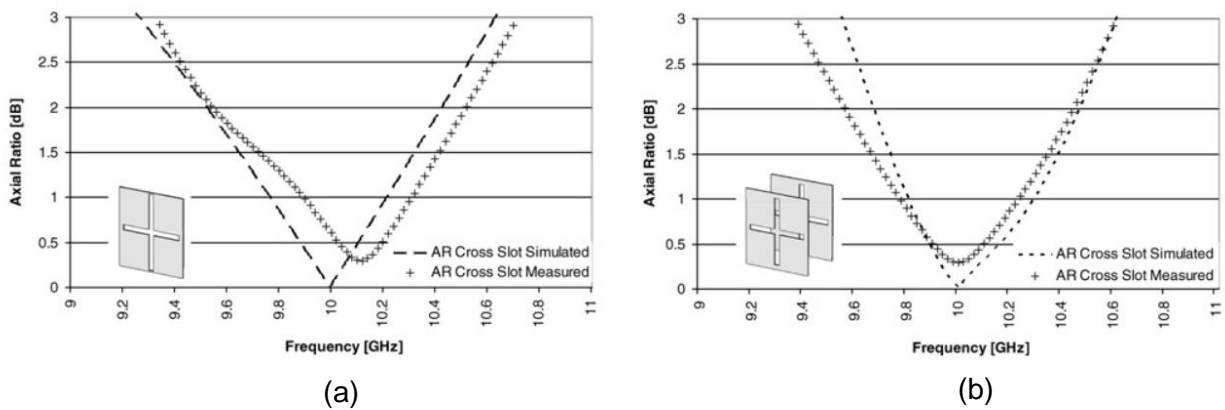


Figura 1.17. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de ranuras ortogonales: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].

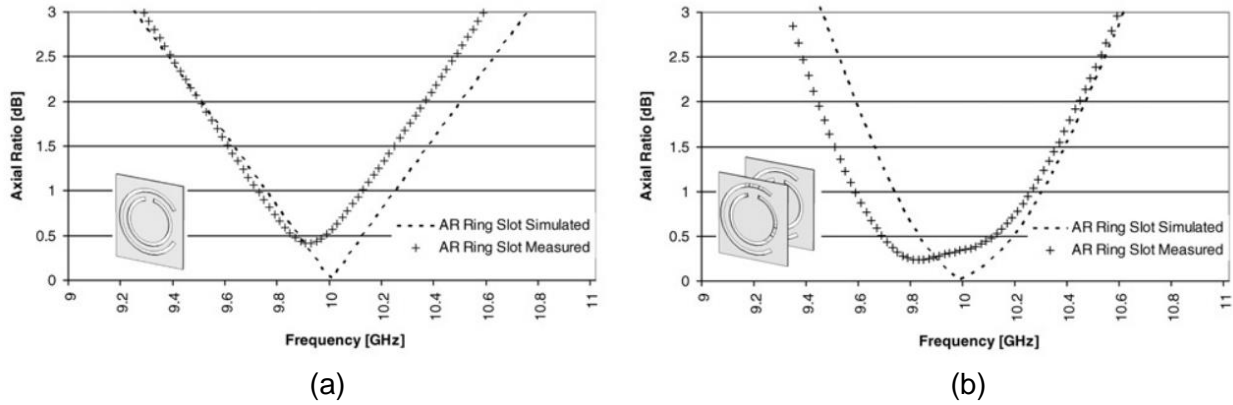


Figura 1.18. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de anillos concéntricos: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].

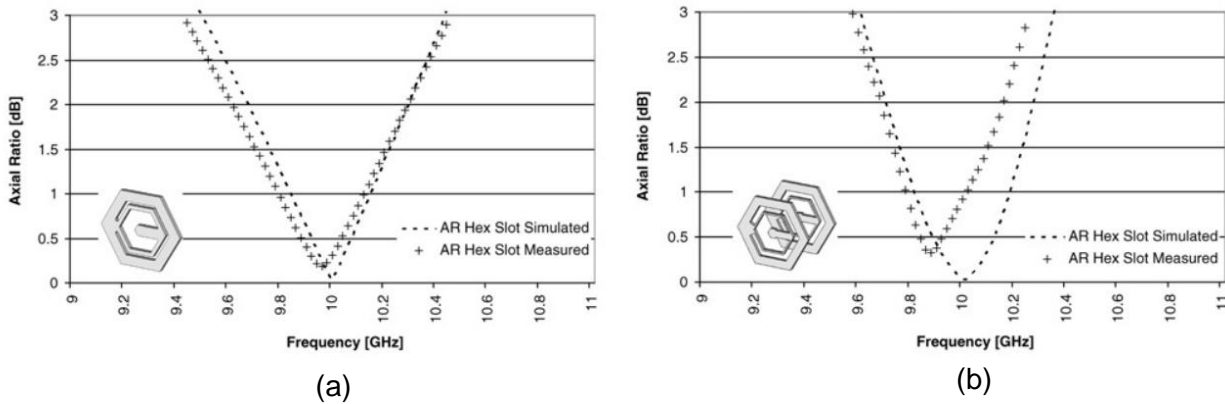


Figura 1.19. Respuesta en frecuencia de la razón axial para la configuración de hexágono: (a) arreglo de una capa y (b) arreglo de dos capas [10].

Los arreglos de doble capa presentaron una disminución del ancho de banda de la razón axial a 3 dB respecto a las estructuras de una capa, debido al aumento de las pérdidas por inserción.

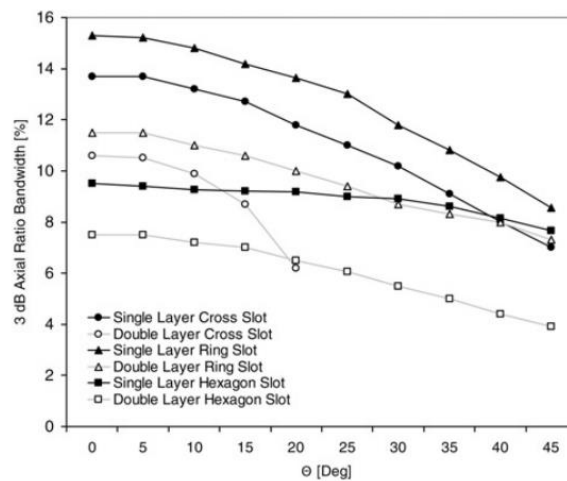


Figura 1.20. Variación del ancho de banda a 3 dB del AR al cambiar el ángulo de incidencia [10].

Por otro lado, se evaluó el comportamiento de los polarizadores al cambiar el ángulo de incidencia de la onda electromagnética. En la figura 1.20 se muestra la variación que sufre la razón axial al variar el ángulo de incidencia, donde la estructura hexagonal presentó mayor estabilidad al cambio de inclinación.

Además, a partir de los prototipos fabricados, proponen una configuración para construir aisladores y rotadores. El parámetro utilizado para evaluar el desempeño de los mismos fue el nivel de polarización cruzada. En la figura 1.21 se muestra la respuesta en frecuencia de dicho parámetro.

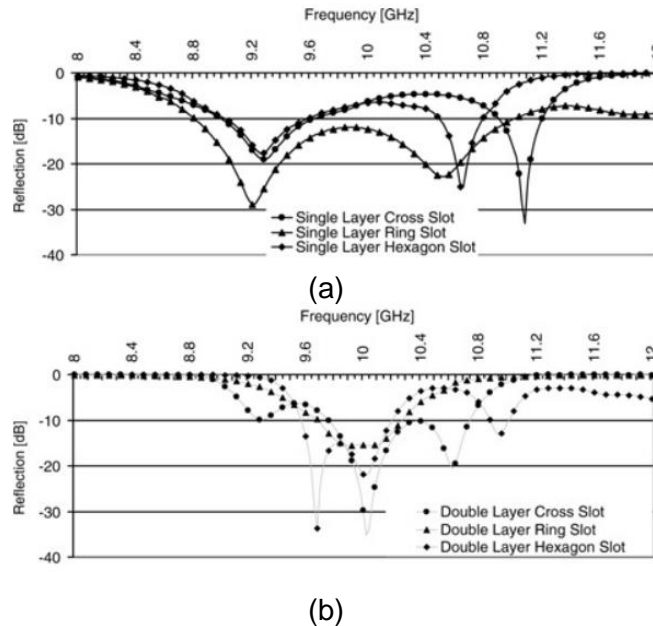


Figura 1.21. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada: (a) estructuras de una capa y (b) estructuras de dos capas [10].

1.2.2.2.2 Polarizador basado en semianillos simétricos.

EL polarizador propuesto en el artículo “Improved Polarization Converter Using Symmetrical Semi-Ring Slots” [11] consiste en un arreglo periódico bidimensional basado en una superficie selectiva de frecuencias (FSS) cuyos elementos son ranuras en forma de semianillos con un grosor de 0.2 mm . La celda unitaria de este polarizador se muestra en la figura 1.22.

El circuito equivalente de la celda unitaria es un circuito resonante en paralelo debido a que en frecuencias más bajas que la de resonancia de los anillos, se comporta como un inductor y para frecuencias más altas, como un capacitor.

La componente TM de la onda incidente, provocará la resonancia del anillo interior con frecuencia central f_{10} , mientras que la componente TE provocará el mismo fenómeno con el anillo externo a una frecuencia central f_{20} . La fase de onda se adelanta si la

frecuencia de operación de la onda incidente está por debajo de la frecuencia f_{10} o f_{20} y se retrasa si la frecuencia de operación de la onda incidente está por arriba de f_{10} o f_{20} , por lo que el ancho de banda comprendido entre f_{10} y f_{20} es la región donde se puede presentar la diferencia de fase de 90° .

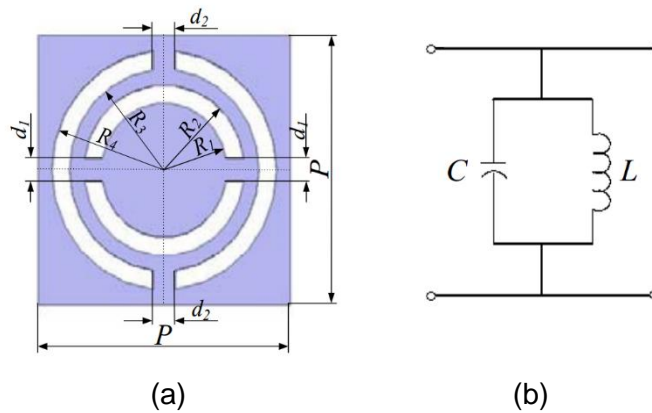


Figura 1.22. (a) Celda unitaria del polarizador y (b) su circuito equivalente [11].

Cuando se alcanza la diferencia de fase deseada y además las componentes tienen la misma magnitud, la onda reflejada por la estructura, tendrá polarización circular, cuando la onda que incide tiene polarización lineal (figura 1.23).

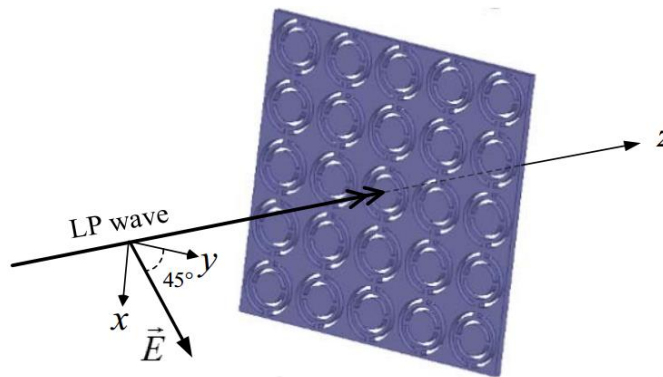


Figura 1.23. Implementación del polarizador basado en semianillos simétricos [11].

Para evaluar el comportamiento de la estructura se utilizó el simulador ANSYS para estructuras de altas frecuencias (HFSS) utilizando condiciones de frontera periódicas.

Los resultados de la simulación se muestran en la figura 1.24. Se puede observar que los resultados simulados y calculados del circuito equivalente y la estructura concuerdan. La frecuencia de resonancia f_{10} es de 11.8 GHz y f_{20} es 7.8 GHz , con pérdidas de inserción de 0.034 dB y 0.01 dB , respectivamente.

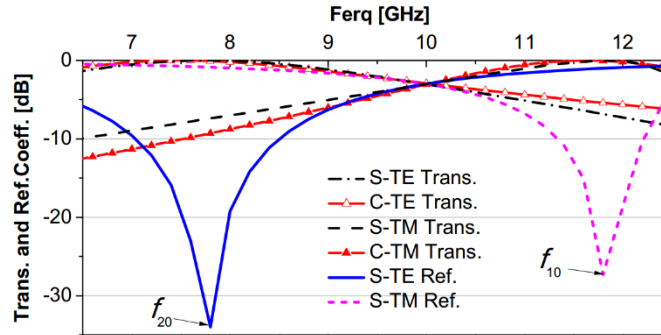


Figura 1.24. Coeficientes calculados (C) y simulados (S) de transmisión y reflexión para las componentes TE y TM [11].

La diferencia de fase de las componentes TE y TM es de $90^\circ \pm 5^\circ$ entre 8.6 GHz y 10.7 GHz ; y el ancho de banda de la razón axial a 3 dB va de 9.25 a 10.75 GHz con un valor mínimo de 0.02 dB a 10 GHz , por lo que una onda con polarización circular puede ser obtenida a 10 GHz , como se muestra en la figura 1.25.

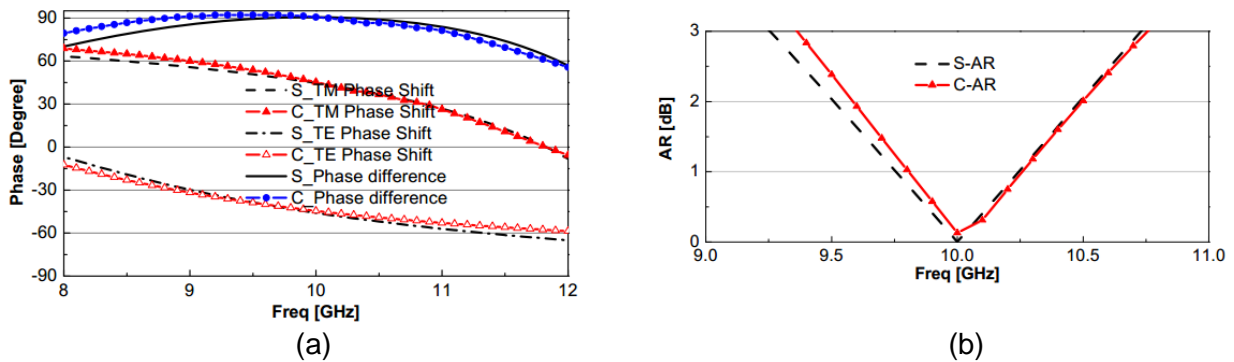


Figura 1.25. Resultados calculados (C) y simulados (S): (a) diferencia de fase y (b) razón axial [11].

1.2.2.2.3 Polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda dual.

En el artículo “An Anisotropic Impedance Surface for Dual-Band Linear-to-Circular Transmission Polarization Converter” [12], se describe un polarizador de transmisión basado en una superficie anisotrópica para convertir ondas incidentes con polarización lineal a ondas con polarización circular. El polarizador está basado en una superficie selectiva de frecuencias (FSS) con dos anillos concéntricos que tienen cortes en diferentes ángulos. Debido a la propiedad de anisotropía de la superficie, es posible controlar de forma independiente las características de transmisión de dos ondas ortogonales con polarización lineal.

El polarizador se construyó sobre un sustrato dieléctrico Rogers 5870 con permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.33$, $\tan \delta = 0.0012$ y espesor de $t = 0.8 \text{ mm}$. Las dimensiones en milímetros del dispositivo simulado son: $L = 5.6$, $R_1 = 2.5$, $R_2 = 1.7$, $w_1 = 0.5$, $w_2 = 0.3$.

La figura 1.26 muestra el principio de operación del polarizador, se considera una onda plana linealmente polarizada que incide en dirección $z > 0$, el polarizador se encuentra ubicado en el plano xy . Se asume que la incidencia es normal al eje y (plano xz).

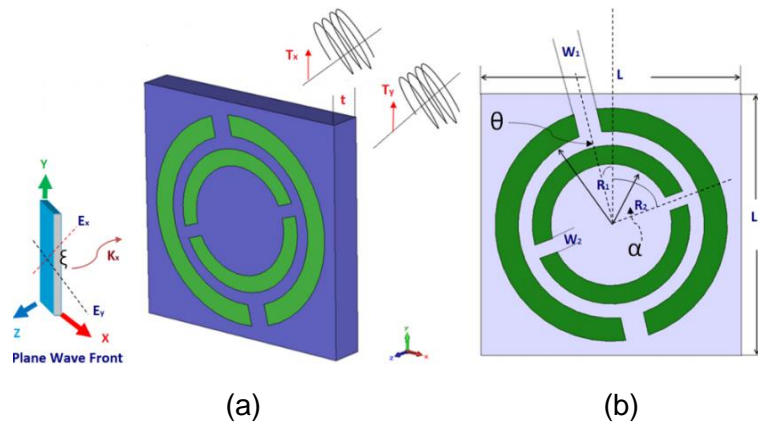


Figura 1.26. (a) Estructura del polarizador simulado y (b) celda unitaria [12].

Si la superficie no tiene pérdidas y no existen reflexiones, las componentes TE y TM se transmitirán completamente. La condición para que la onda de salida tenga polarización circular es que la impedancia de superficie imponga una diferencia de fase de transmisión de 90° entre las componente TE y TM.

Si la onda incidente presenta una inclinación de $\xi = 45^\circ$ (o $\xi = 45^\circ + 180^\circ$), la onda de salida tendrán polarización circular izquierda si la componente TE presenta un adelanto en fase de 90° respecto a la componente TM, y tendrá polarización circular derecha cuando la componente TM se encuentre adelantada en fase respecto a la componente TE. La situación se invierte cuando el ángulo de incidencia es $\xi = 135^\circ$ (o $\xi = 135^\circ + 180^\circ$).

Las simulaciones se realizaron para evaluar el desempeño del polarizador al cambiar el ángulo de incidencia. La figura 1.27 (a) muestra la magnitud del coeficiente de transmisión para las componentes TE y TM, estos coeficientes son prácticamente iguales en las frecuencias de operación de 27.21 GHz y 39.55 GHz .

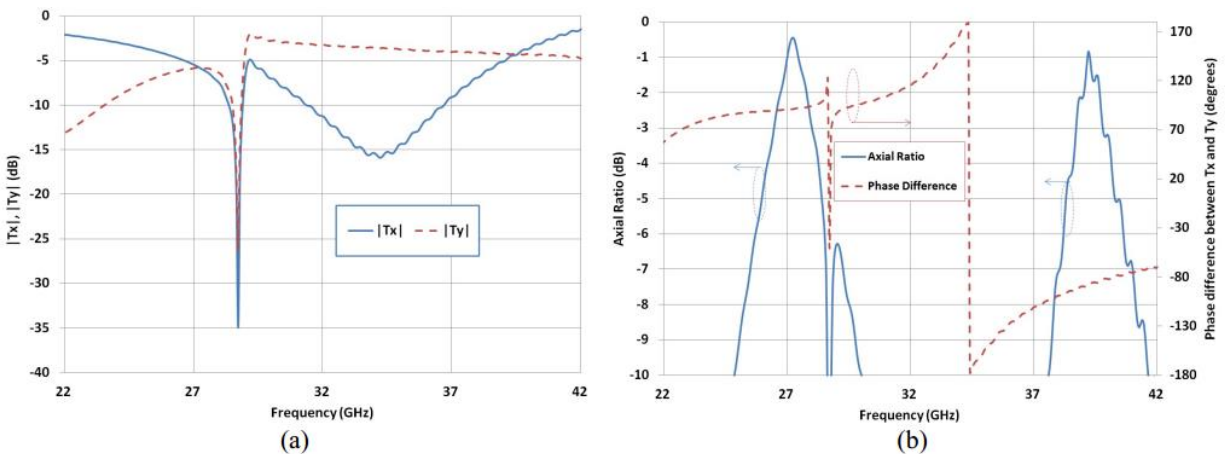


Figura 1.27. (a) Respuesta en frecuencia de los coeficientes de trasmisión y (b) razón axial y diferencia de fase entre las componentes transmitidas [12].

La figura 1.27 (b) se muestra que la diferencia de fase en esas frecuencias es de aproximadamente 90° , además de la respuesta en frecuencia de la razón axial. El ancho de banda a 3 dB de la razón axial es de aproximadamente 1.54 GHz y 1.1 GHz en cada una de las bandas. Entre más nos alejamos de las frecuencias de operación, la polarización que se obtiene tiende a ser elíptica. Las pérdidas por inserción reportadas fueron de 5.1 dB en la primera frecuencia de resonancia y de 4.4 dB para la segunda.

1.2.2.2.4 Polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda múltiple.

En el artículo “Multi Band Polarization Converter Based on Anisotropic Metasurface” [13], se propone un polarizador basado en una metasuperficie que puede convertir ondas con polarización lineal a su polarización cruzada a 7.83 GHz y 10.22 GHz , además de convertir ondas con polarizador lineal a ondas con polarización circular izquierda a 7.76 GHz y 10.54 GHz , y de polarización lineal a circular derecha a 7.91 GHz y 9.94 GHz .

La celda unitaria de la metasuperficie propuesta se muestra en la figura 1.28. Los parámetros geométricos de la estructura en milímetros son: $w = 0.5$, $l = 1.5$, $r_1 = 2$, $r_2 = 1.5$ y $p = 5$. La estructura se imprimió en una placa de espesor $h = 0.64\text{ mm}$ y permitividad eléctrica de $\epsilon_r = 10$, en la parte superior de la placa se colocaron los elementos del arreglo y en la parte inferior una placa completamente metálica; con el objetivo de que la mayor parte de la potencia de las ondas incidentes se refleje para incrementar la eficiencia del polarizador.

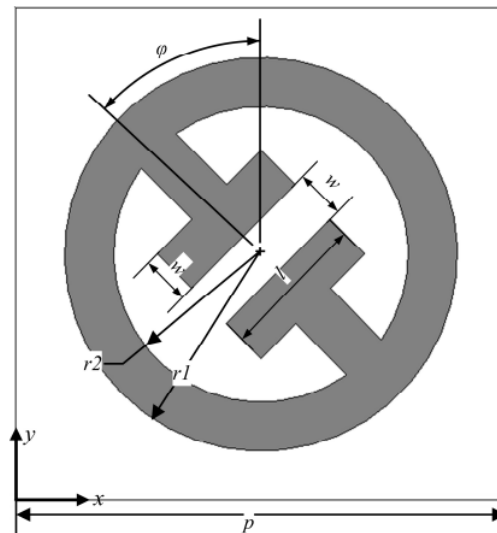


Figura 1.28. Celda unitaria del polarizador basado en una superficie anisotrópica con banda múltiple [13].

Debido a la simetría de la estructura, la metasuperficie tiene la misma respuesta en amplitud para ondas incidentes con polarización lineal horizontal o vertical, sin embargo, su respuesta en fase es diferente. Las simulaciones se llevaron a cabo considerando condiciones de frontera para una celda unitaria a lo largo de los ejes x y y . El modelo es

excitado mediante los modos de Floquet con incidencia normal y ondas con polarización lineal en la banda de 7 a 11 GHz.

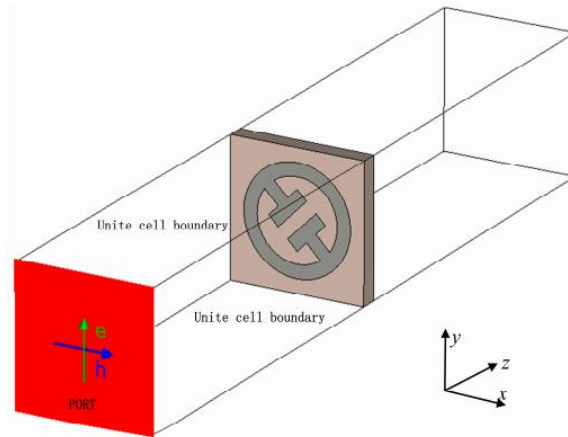


Figura 1.29. Modelo de simulación [13].

Para evaluar el desempeño del polarizador, se calcularon la razón de conversión de polarización y la razón axial. Las gráficas obtenidas se muestran en la figura 1.30. Estos parámetros se calculan mediante la relación de las componentes TE y TM.

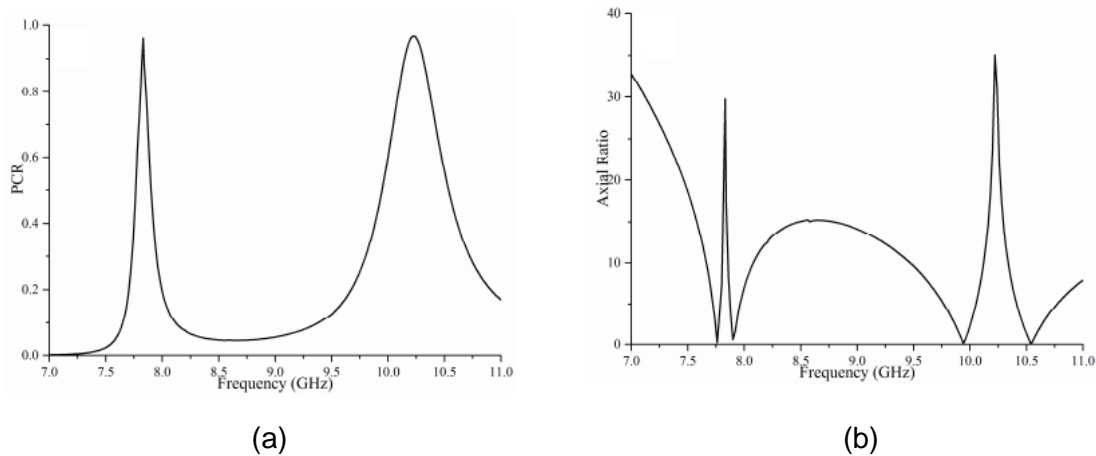


Figura 1.30. Respuesta en frecuencia de: (a) razón de conversión de polarización y (b) razón axial [13].

1.2.2.2.5 Polarizador multicapa basado en superficies selectivas de frecuencias.

En el artículo “A Multilayer Circular Polarized Based on Bisected Split-Ring Frequency Selective Surfaces” [5], se presenta un polarizador circular usando una superficie selectiva de frecuencia basada en anillos divididos bisecados por una cinta metálica. Esta geometría tiene la ventaja de tener un bajo nivel de polarización cruzada y baja sensibilidad con respecto al ángulo de incidencia de la topología de anillo. Para validar el diseño propuesto, se diseñó, fabricó u probó un prototipo de cuatro capas para la banda Ka. Los resultados experimentales mostraron que la razón axial es menor que 3 dB para ángulos tan altos como 25° para un rango de frecuencias de 25.5 a 36.6 GHz.

La geometría propuesta se muestra en la figura 1.31. Las dimensiones se presentan en la tabla III.

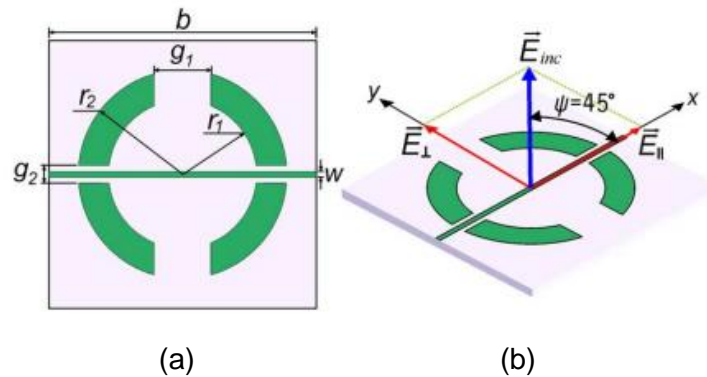


Figura 1.31. (a) Geometría de la celda unitaria y (b) onda incidente con polarización lineal orientada a 45° respecto al eje x [5].

TABLA III. DIMENSIONES DE LA ESTRUCTURA [5].

Capa	b [mm]	r_1 [mm]	r_2 [mm]	g_1 [mm]	g_2 [mm]	w [mm]
Interior	5	1.5	2.2	2.0	0.5	0.1
Exterior	5	1.2	1.9	1.0	0.5	0.1

La principal propiedad de un resonador de anillo es la respuesta resonante de su coeficiente de reflexión. Esta reflexión resonante ocurre cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . La adición de las bandas y la cinta metálica permite tener diferentes características de transmisión para las polarizaciones horizontal y vertical.

Para la componente perpendicular E_{\perp} , la superficie selectiva de frecuencias exhibe un comportamiento capacitivo debido a las bandas horizontales, mientras que para la componente paralela E_{\parallel} la respuesta es inductiva debido a la cinta metálica. Si el espacio entre las capas se ajusta para obtener una diferencia de fase de 90° entre las componentes, la onda incidente de polarización lineal será convertida a una onda con polarización circular.

El polarizador fue implementado en un sustrato dieléctrico Rogers 5880 empleando un proceso de fotolitografía, con $\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$, $h = 0.127 \text{ mm}$ y la separación entre las placas es de 2.5 mm (figura 1.32).

Por medio de simulaciones se obtuvo que la magnitud del coeficiente de reflexión es menor a -12 dB (figura 1.33) en la banda de frecuencias de 20 a 37.5 GHz y se obtuvo una diferencia de fase de $-90^\circ \pm 10^\circ$ en la banda de frecuencias de 24.5 a 42 GHz .

Para caracterizar el polarizador se calculó la razón axial para la onda transmitida y mediante la simulación se encontró que es menor que 3 dB en una banda de frecuencias de 22.4 a 40.5 GHz . Por otro lado, después de fabricar se midió la razón axial con

diferentes ángulos de incidencia en la banda de 25 a 38 GHz y se encontró que los resultados de las simulaciones numéricas y experimentales concordaban (figura 1.34).

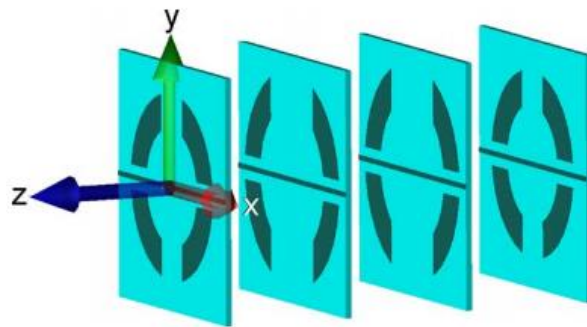


Figura 1.32. Celda unitaria del polarizador de cuatro capas [5].

La aparición de un incremento en la magnitud de la razón axial respecto a lo simulado se debe a diferentes factores como puede ser las tolerancias de fabricación, efectos de bordes, errores de alineación entre capas y la elipticidad de la onda incidente.

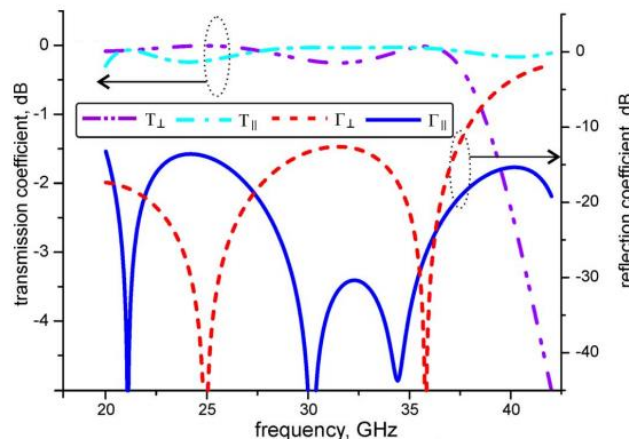


Figura 1.33. Coeficientes de reflexión y transmisión para las componentes ortogonal y paralela de la onda incidente [5].

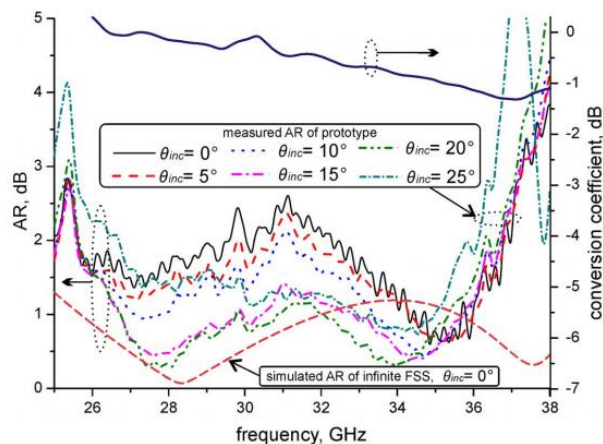


Figura 1.34. Resultados simulados y experimentales de la razón axial [5].

Después de estudiar las diferentes implementaciones de los polarizadores basados en superficies reflectivas, podemos destacar algunas ventajas y desventajas.

1.2.2.2.6 Ventajas.

- 1) Combinan las mejores características de las antenas de apertura y los arreglos de fase, ofreciendo la simplicidad y alta ganancia asociada a los reflectores, además de proveer capacidades para la formación rápida y adaptable del haz de los arreglos de fase [14].
- 2) Contrario a los arreglos de fase implementados en microcinta que utilizan líneas de transmisión con excesivas pérdidas asociadas a altas frecuencias, las superficies reflectivas utilizan el espacio libre como medio de transmisión del campo para alimentar los elementos del arreglo lo que minimiza la reducción de la ganancia como resultado de las pérdidas en el sistema de alimentación [15].
- 3) Una superficie reflectiva basada en la tecnología de fabricación de circuitos impresos, compuesta por cientos o miles de elementos puede ser fabricada fácilmente y a bajo costo, mediante un proceso químico llamado fotolitografía [9].
- 4) Mediante el uso de superficies reflectivas, se pueden diseñar dispositivos que permitan disminuir significativamente el peso y volumen requeridos para su implementación en sistemas de comunicaciones satelitales y/o terrestres [9], [15].

Las superficies reflectivas han sido utilizadas en sistemas que requieren alta precisión como es el caso del radar ya que, gracias a sus reducidas dimensiones, se ha logrado disminuir significativamente el RCS (Radar Cross Section). Además, en conjunto con la tecnología de MEMS (Micro-electromechanical Systems) se han desarrollado arreglos reflectivos reconfigurables, amplificadores embebidos en una celda para mejorar el manejo de potencia de las superficies reflectivas a altas frecuencias, entre otras aplicaciones [9], [15], [16].

1.2.2.2.7 Desventajas.

La principal desventaja de las superficies reflectivas es su estrecho ancho de banda, el cual generalmente no puede exceder el 10% dependiendo de los elementos del diseño, a comparación de un reflector parabólico cuyo ancho de banda teórico es infinito. Para un arreglo reflectivo basado en microcinta, existen dos factores principales que limitan el ancho de banda:

- 1) El estrecho ancho de banda asociado a los elementos de microcinta el cual oscila entre un 3 y 5%. Para combatir esta limitante se han desarrollado diferentes técnicas entre las que podemos destacar el uso de sustratos con menor espesor, la rotación de elementos del arreglo, usar arreglos de múltiples capas. Gracias al uso de estas técnicas se han reportado anchos de banda de más del 15%.

- 2) El retraso en fase debido al espaciamiento entre los elementos del arreglo, para disminuir esta desventaja se ha introducido el uso de arreglos reflectivos con una mayor razón f/D , usar líneas de transmisión para compensar el retraso generado por el arreglo y el uso de superficies curvas en lugar de completamente planas.
- 3) Otro factor a considerar es que, al operar en frecuencias de microondas, los elementos de las superficies reflectivas que son usados para representar elementos reactivos cambian su comportamiento, por ejemplo, pasan de un efecto capacitivo a un efecto inductivo.
- 4) La tolerancia de fabricación está asociada con la técnica de fabricación, por lo que no se puede alcanzar el mismo nivel de precisión con todos los métodos. Además, recordemos que si aumentamos la frecuencia de operación disminuyen las dimensiones del dispositivo por lo que se requiere una precisión más alta en la fabricación para lograr la respuesta deseada.

1.3 Conclusiones del capítulo.

- I. En los sistemas de comunicaciones modernos, el uso de ondas con polarización circular tiene la ventaja de poseer mejores características de propagación que las ondas con polarización lineal bajo las mismas condiciones de línea de vista, además al ser usadas en la transmisión y recepción minimiza el efecto del desvanecimiento por multitrayectoria. Por otro lado, cuando se emplean en comunicaciones satelitales, se ha demostrado que este tipo de polarización es menos susceptible al efecto de la rotación de Faraday. Otra característica a destacar de este tipo de polarización es que permite aprovechar de forma óptima el espectro radioeléctrico mediante el reuso de frecuencias. Por estas razones, el uso de dispositivos que nos permitan obtener ondas con polarización circular o polarizadores es indispensable.
- II. En años recientes se ha buscado desarrollar polarizadores que trabajen con frecuencias de operación cada vez más altas, mayor ancho de banda, de bajo costo, de menor tamaño y fáciles de fabricar. Debido a que las primeras implementaciones de estos dispositivos que se basaban en guía de onda circular no satisfacen completamente estas demandas, se han desarrollado polarizadores basados en superficies reflectivas impresas, las cuales han mostrado un mayor acercamiento al cumplimiento de las mismas.
- III. El proceso de diseño de las superficies reflectivas impresas es más simple debido a que están basados en estructuras periódicas y basta con diseñar la celda unitaria a repetir en la estructura. La celda unitaria está compuesta por un elemento con una determinada geometría, la cual define la función de la estructura y, además con ciertas modificaciones, como rotar algunos elementos o variar la distancia entre ellos, se puede optimizar su funcionamiento.

- IV. En este capítulo se analizaron diferentes geometrías que se emplean de forma común para la implementación de polarizadores. Dentro de ellas, destaca el uso de anillos resonantes, los cuales permiten obtener mayor ancho de banda de operación con menores pérdidas de inserción, sin incrementar la complejidad del proceso de fabricación.
- V. Se estudió el desempeño de los polarizadores de transmisión y reflexión. Se encontró que, a pesar de que los polarizadores de transmisión permiten aumentar el ancho de banda conforme el número de capas crece, los polarizadores reflectivos proporcionan anchos de banda similares usando un menor número de capas. Además, los polarizadores de reflexión permiten aprovechar la mayor cantidad de potencia disponible. Los polarizadores de transmisión utilizan mayor espacio que los polarizadores reflectivos y pueden generar más defectos en la onda de salida si sus capas no son alineadas correctamente.

Tomando en cuenta lo anterior, se propone diseñar, optimizar, fabricar y medir experimentalmente un polarizador reflectivo de banda ancha basado en anillos resonantes para la banda U.

2 Modelado y diseño del polarizador.

Al trabajar en frecuencias de microondas, es usual representar algunos dispositivos por medio de su circuito eléctrico, constituido por resistores, capacitores, inductores, líneas de transmisión, entre otros. La simulación de estos circuitos facilita los cálculos en virtud de tener una primera aproximación que permita saber si es posible implementar el dispositivo y si otorgará la respuesta esperada. Es por eso que, como primer paso, se investigará la respuesta en frecuencia de los elementos reactivos para posteriormente describir el proceso de diseño del polarizador reflectivo basado en anillo resonante.

Además, se evaluará su desempeño por medio del cálculo de la razón axial y el nivel de polarización cruzada, para posteriormente realizar una primera optimización de su respuesta en frecuencia y elegir el elemento reactivo que proporcione la respuesta deseada.

2.1 Respuesta en frecuencia de los elementos reactivos.

2.1.1 Inductor.

La inductancia de un circuito es la relación entre la fuerza electromotriz inducida en él por una corriente variable y la velocidad de variación de dicha corriente. Los componentes diseñados para presentar un valor determinado de inductancia se denominan bobinas eléctricas o inductores. Estos elementos están formados básicamente por un conductor enrollado de forma que se incremente el flujo magnético creado por la corriente que circula por las espiras. La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, el número de vueltas del conductor y la permeabilidad magnética del núcleo [17]. Considerando una bobina con núcleo de aire, su inductancia se define como:

$$L = \frac{\mu_0 N^2}{l} A \quad (2-1)$$

donde:

μ es la permeabilidad magnética del núcleo,
 N es el número total de vueltas,
 l la longitud de la bobina y
 A es el área de la sección transversal.

De forma análoga a un capacitor, el inductor almacena energía en forma de campo magnético. El circuito equivalente de un inductor con núcleo de aire es el mostrado en la figura 2.1 donde R es la resistencia de pérdidas en serie y C es la capacitancia distribuida entre las espiras de la bobina.

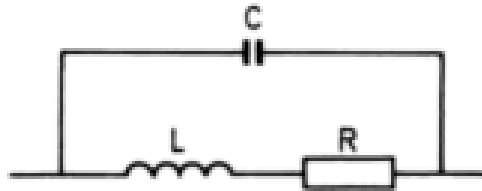


Figura 2.1. Circuito equivalente de un inductor real con núcleo de aire [17].

La impedancia total del circuito, cuando los valores de R y C son pequeños, se aproxima como:

$$Z \approx \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2} + \frac{j\omega L}{(1 - \omega^2 LC)} \quad (2-2)$$

En general la inductancia equivalente es:

$$L_{eq} = \frac{L - \omega^2 L^2 C - R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2 - 2\omega^2 LC + (\omega^2 LC)^2} \quad (2-3)$$

La ecuación 2-3 muestra que, para altas frecuencias, el valor de la inductancia equivalente puede ser negativo, es decir, el inductor se comporta como capacitor (figura 2.2).

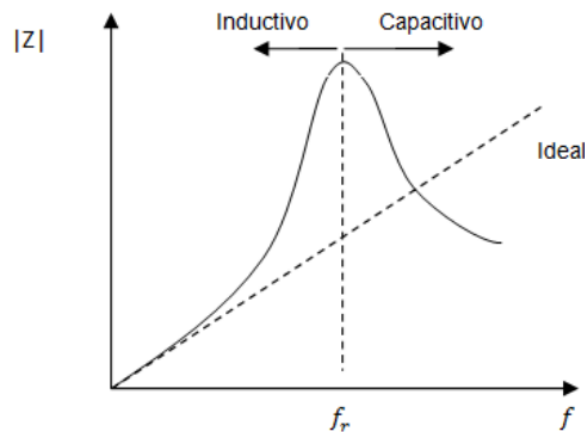


Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de un inductor real [8].

2.1.2 Capacitor.

Un capacitor es un elemento compuesto por dos superficies conductoras que portan cargas de igual magnitud y signo opuesto, separadas por un material dieléctrico. Este último puede ser aire, plástico, vidrio o algún tipo de material cerámico. La capacitancia C de cualquier capacitor es la relación entre la carga Q de los conductores y la diferencia de potencial ΔV que se aplica entre ellos. Este parámetro depende únicamente de la geometría de los conductores y no de una fuente externa de carga o diferencia de potencial.

Considerando un capacitor de placas planas y paralelas, en términos de las dimensiones geométricas, la capacitancia se puede expresar como:

$$C = k \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (2-4)$$

donde:

k es la constante dieléctrica del material,
 ϵ_0 es la permitividad eléctrica del espacio libre,
 A es el área de las placas conductoras y
 d es la distancia de separación de las placas.

Un capacitor almacena energía gracias a que su proceso de carga es equivalente a la transferencia de cargas entre un conductor con bajo potencial eléctrico a uno con un potencial más alto. En otras palabras, un capacitor almacena energía en forma de campo eléctrico.

Teóricamente, los materiales dieléctricos poseen una conductividad nula, sin embargo, en la práctica se ha encontrado que todo dieléctrico tiene asociado un valor de conductividad que depende de la frecuencia, lo que genera que en un capacitor circulen corrientes parásitas entre sus placas, teniendo como consecuencia que su comportamiento no sea ideal. Por lo tanto, un capacitor real tiene asociadas una resistencia y una inductancia, debidas a las terminales y a la estructura del componente. En la figura 2.3 se presenta un modelo del circuito equivalente para un capacitor real, donde R_s es la resistencia de las terminales, placas y contactos, L es la inductancia de las terminales, R_p es la resistencia de fuga del dieléctrico y C es la capacitancia [17].

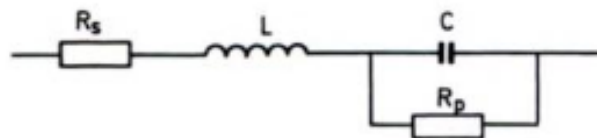


Figura 2.3. Circuito equivalente de un capacitor real [17].

La impedancia total del circuito es:

$$Z = R_{eq} + \frac{1}{j\omega C_{eq}} \quad (2-5)$$

donde:

R_{eq} es la resistencia equivalente en serie y
 C_{eq} es la capacitancia equivalente.

Cuando la resistencia de fuga sea lo suficientemente grande, se puede asumir que:

$$C_{eq} = \frac{C}{1 - \omega^2 LC} = \frac{C}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2\right)} \quad (2-6)$$

donde:

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-7)$$

y f_r es la frecuencia de resonancia.

En la ecuación 2-7 se observa que la capacitancia equivalente del circuito depende de la frecuencia y del valor de la inductancia asociada. Para frecuencias menores a la frecuencia de resonancia ($\omega < \omega_r$), la capacitancia equivalente disminuye al aumentar la frecuencia y es mayor a la capacitancia teórica C ; mientras que para frecuencias mayores ($\omega > \omega_r$), el valor de la capacitancia equivalente será negativo por lo que el elemento se comporta como una inductancia (figura 2.4).

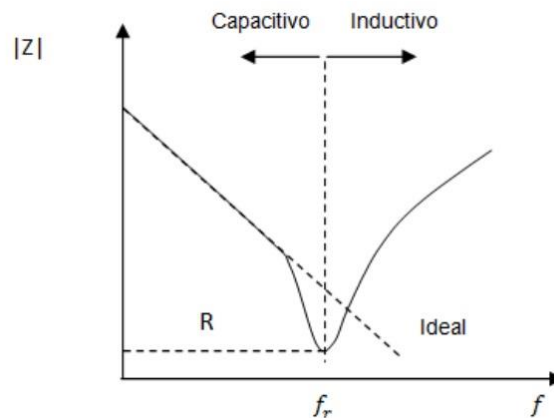


Figura 2.4. Respuesta en frecuencia de un capacitor real [8].

2.2 Modelado del anillo resonante.

El polarizador a diseñar está basado en un arreglo periódico infinito conformado por celdas unitarias iguales, las cuales pueden tener diferentes geometrías; en este caso la geometría que se empleará como base del dispositivo es un anillo resonante.

El principio de operación de un anillo resonante, se basa en el concepto de apertura circular. Este tipo de estructura (figura 2.5), puede ser modelada como un circuito resonante en paralelo (figura 2.6), debido a que existe una inductancia asociada a la superficie metálica y una capacitancia provocada por la presencia de un sustrato

dieléctrico rodeado de conductor. Sin embargo, la capacitancia de esta estructura es muy baja dado que la distancia entre los conductores es amplia (ecuación 2-4), lo que provoca que la frecuencia de resonancia sea demasiado alta, por lo que sus aplicaciones son limitadas.

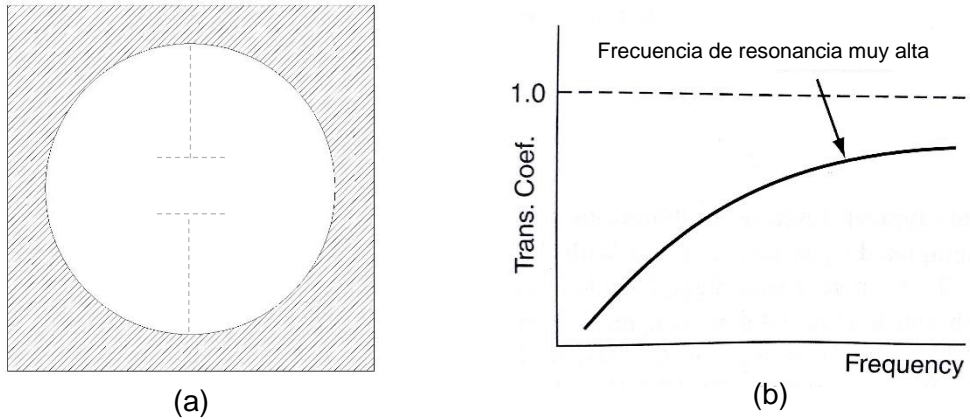


Figura 2.5. Apertura circular: (a) geometría y (b) respuesta en frecuencia [18].

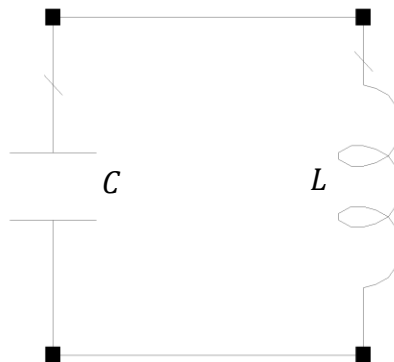


Figura 2.6. Circuito equivalente de un anillo resonante.

Existen diferentes métodos para incrementar la capacitancia de las aperturas circulares y lograr que la frecuencia de resonancia baje, permitiendo ampliar sus posibilidades de aplicación. El método más sencillo consiste en insertar un disco de material conductor, disminuyendo la distancia entre conductores y por ende la capacitancia crece fuertemente (figura 2.7) [18].

Otro factor a considerar es el paso de una geometría de línea microcinta a una geometría de línea coplanar (figura 2.8) que tiene un mayor ancho de banda asociado [19].

Al variar las dimensiones del anillo (r_1 y r_2), se puede modificar la frecuencia de resonancia de la estructura, y al variar la distancia que hay entre una circunferencia y otra se puede variar el ancho de banda. Estas características hacen que la estructura tenga una gran variedad de aplicaciones.

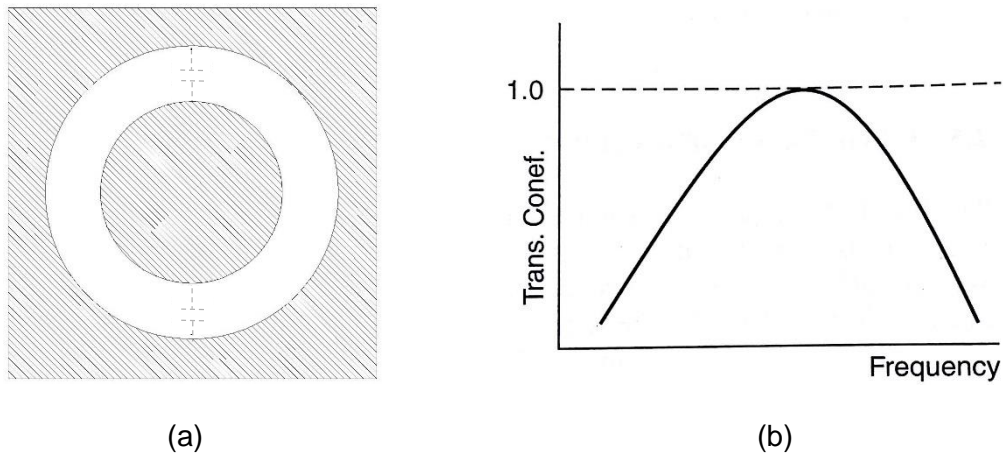


Figura 2.7. Apertura circular con carga: (a) geometría y (b) respuesta en frecuencia [18].

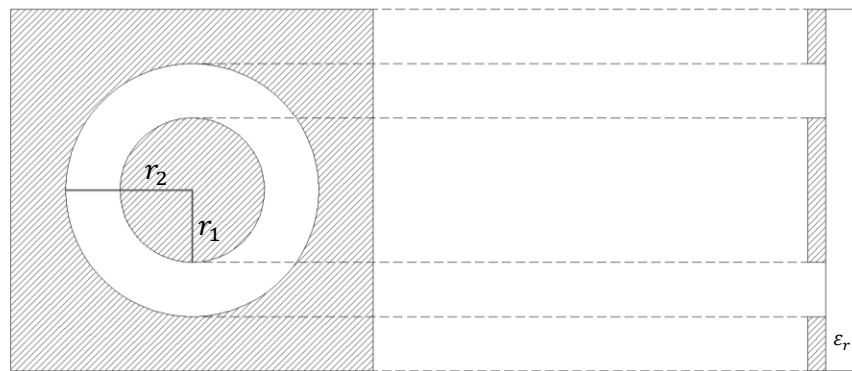


Figura 2.8. Equivalencia del anillo en línea coplanar [19].

2.3 Representación del polarizador por medio de circuitos eléctricos.

Retomando el concepto del funcionamiento de un polarizador, una componente debe propagarse a través de la sección modificada de la estructura. Este fenómeno será representado mediante la adición de un elemento reactivo al circuito equivalente de la estructura principal que es el anillo resonante.

Por otro lado, dado que se va a construir un polarizador reflectivo, se debe tomar en cuenta la necesidad de utilizar un reflector. En este caso será representado por una placa metálica separada a una distancia d del arreglo de anillos, la cual debe ser elegida en virtud de mantener la diferencia de fase deseada. En circuitos eléctricos, la separación junto con la placa metálica se representa como una línea de transmisión terminada en corto circuito.

Dicho lo anterior, el circuito equivalente del polarizador para la componente vertical se presenta en la figura 2.9, donde C y L representan el circuito equivalente del anillo resonante y la línea de transmisión representa la separación entre el arreglo y la placa.

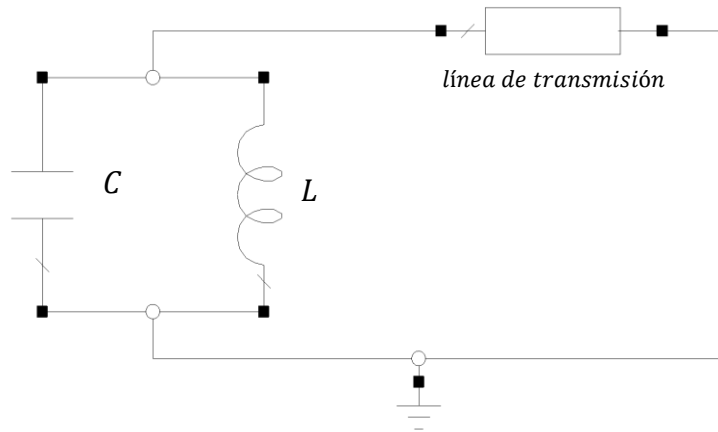


Figura 2.9. Circuito equivalente para la componente vertical.

En la figura 2.10 se muestra el circuito equivalente del polarizador para la componente horizontal, donde X es la reactancia que representa la sección modificada de la estructura.

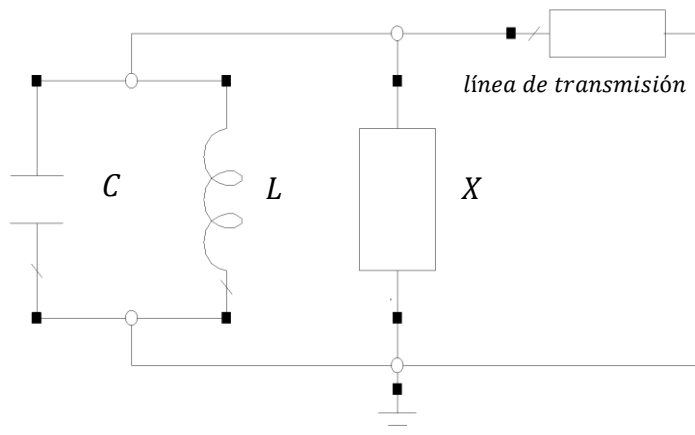


Figura 2.10. Circuito equivalente para la componente horizontal.

2.4 Simulación en Microwave Office (MWO).

Una vez encontrado el circuito equivalente del polarizador y antes de realizar las simulaciones, es importante definir los parámetros que ayudarán a evaluar el desempeño del mismo. Es una práctica común medir la relación de polarización cruzada de este tipo de dispositivos, además de la diferencia de fase. Las simulaciones se realizarán en el software de simulación de circuitos Microwave Office. Se calculará la respuesta en frecuencia del circuito equivalente del anillo resonante (figura 2.8) con y sin carga, y del polarizador (figura 2.9) con y sin carga.

2.4.1 Parámetros para caracterizar el polarizador.

No existe una definición aceptada universalmente del concepto de polarización cruzada, de acuerdo a la IEEE [20], la polarización cruzada es “la polarización ortogonal a una polarización de referencia”, ésta definición es adecuada para ondas con polarización circular [21], por lo que es útil para el desarrollo de nuestro trabajo.

Partiendo de esta definición, el nivel de polarización cruzada puede definirse como el cociente entre la magnitud del campo eléctrico de la onda de referencia entre la magnitud del campo eléctrico de la onda ortogonal a esta. De forma general, esta relación está dada por la relación entre una onda con polarización circular derecha y una con polarización circular izquierda. En términos matemáticos este parámetro puede definirse como:

$$CP = \frac{|E_R|}{|E_L|} \quad (2-8)$$

donde:

CP es el nivel de polarización cruzada,
 E_R es la magnitud del campo eléctrico de la onda RHCP (onda de referencia), y
 E_L es la magnitud del campo eléctrico de la onda LHCP (onda ortogonal).

Este término se puede expresar en términos de la razón axial. Partiendo de la ecuación 1-36 que define la razón axial:

$$AR = -\frac{(E_R + E_L)}{(E_R - E_L)} \cdot \frac{E_L}{E_L} = -\frac{\left(\frac{E_R}{E_L}\right) + 1}{\left(\frac{E_R}{E_L}\right) - 1} = -\frac{CP + 1}{CP - 1} \quad (2-9)$$

Despejando CP de la ecuación 2-9:

$$CP = \frac{AR - 1}{AR + 1} \quad (2-10)$$

En la práctica, es común expresar este parámetro en decibeles, entonces el nivel de polarización cruzada queda definido como:

$$CP_{dB} = 20 \log \left(\frac{AR - 1}{AR + 1} \right) = 20 \log CP \quad (2-11)$$

De acuerdo a la ecuación 1-37, para obtener una onda con polarización circular, los términos OA y OB deben tener la misma magnitud, por lo que la razón axial será 1 y el nivel de polarización cruzada será 0. Sin embargo, experimentalmente, esta condición no se cumple, pero, si la magnitud del nivel de polarización cruzada se aproxima a 0, la

onda se acercará más a ser una onda con polarización circular; por esta razón este parámetro es empleado para evaluar el desempeño de los polarizadores.

Para las simulaciones, es importante considerar que ambas componentes de la onda incidente tienen la misma magnitud e inciden sobre la estructura con la misma fase.

2.4.2 Parámetros de la simulación.

Para caracterizar el polarizador, se hará uso del software Microwave Office con el fin de obtener los valores de los elementos de los circuitos equivalentes de las figuras 2.9 y 2.10, para que la relación de polarización cruzada sea menor a -20 dB en el mayor ancho de banda posible contenido en el intervalo de 40 a 60 GHz, correspondiente a la banda U. La impedancia característica de la línea de transmisión (LT) y de los puertos a los que se conectarán los circuitos es de $120\pi\ \Omega$ que equivale a aproximadamente $377\ \Omega$, que es la impedancia intrínseca del espacio libre; además la línea tiene una longitud eléctrica definida como θ . Todas las simulaciones se realizarán considerando una frecuencia central de 50 GHz.

El primer paso del proceso de optimización del parámetro nivel de polarización cruzada, consiste en implementar las ecuaciones 1-36, 1-39, 1-40, 1-43, 2-10 y 2-11, en el software MWO y se usará la herramienta de optimización automática (Optimize) con el algoritmo Random (Local) fijando una meta de optimización para que el nivel de polarización cruzada tenga un valor menor a -20 dB en el rango de 40 a 55 GHz.

Una vez obtenidos los valores óptimos, se procede a calcular la frecuencia de resonancia de los circuitos para cada una de las componentes, ya que esto ayudará a encontrar las dimensiones físicas del dispositivo a fabricar. En estas simulaciones se debe considerar un resistor adicional con un valor cercano a cero, conectado a alguno de los puertos para evitar que el simulador considere que están conectados entre sí. A continuación, se muestran los resultados de las simulaciones para los circuitos con carga inductiva y capacitiva.

2.4.3 Circuito equivalente con reactancia capacitiva.

El primer caso a simular consiste en que la carga reactiva añadida es un capacitor. Los circuitos simulados se muestran en la figura 2.11. Se realizaron algunas iteraciones con el optimizador con el fin de obtener los valores de los elementos del circuito que cumplieran la meta. Los parámetros a optimizar son:

- L , inductancia del circuito tanque que representa al anillo resonante,
- C , capacitancia del circuito tanque que representa al anillo resonante,
- θ , longitud eléctrica de la línea de transmisión, y
- C_1 , capacitancia de la carga reactiva.

Se definió un rango para los valores, el cual se fue modificando hasta encontrar el resultado óptimo. En la tabla IV, se presentan los valores de estos elementos para el mejor caso encontrado por el simulador, así como el rango en el que están contenidos.

TABLA IV. VALORES ÓPTIMOS DE LOS CIRCUITOS DE LA FIGURA 2.11.

Parámetro	Límite inferior	Límite superior	Valor óptimo
L	0 nH	0.5 nH	0.34536 nH
C	0 pF	0.1 pF	0.018552 pF
θ	20°	180°	61.035°
C_1	0 pF	0.1 pF	0.051936 pF

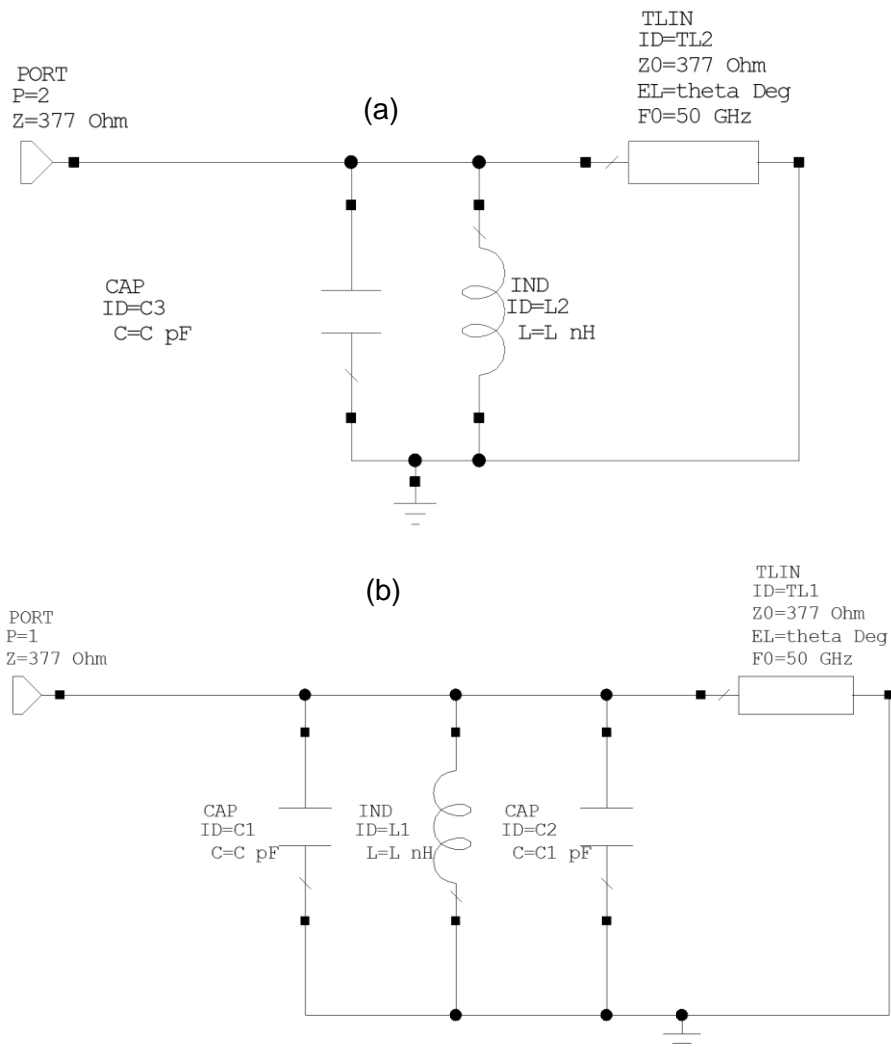


Figura 2.11. Circuito equivalente del polarizador con reactancia capacitiva (a) para la componente vertical y (b) para la componente horizontal.

2.4.3.1 Cálculo del nivel de polarización cruzada.

Para los valores óptimos calculados por el simulador, la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada se presenta en la figura 2.12. El código utilizado para el cálculo de este parámetro es el mostrado a continuación:

```
fase1 = Circuito:Ang(S[1,1])
fase2 = Circuito:Ang(S[2,2])
DF= 180*(fase1 - fase2)/3.14159
phi=fase1-fase2
Ey=1
Ex=1
OA=sqrt (1/2*(Ex^2+Ey^2+sqrt (Ex^4+Ey^4+2*Ex^2*Ey^2*cos (2*phi) )))
OB=sqrt (1/2*(Ex^2+Ey^2-sqrt (Ex^4+Ey^4+2*Ex^2*Ey^2*cos (2*phi) )))
ARL=10*log10 (OA/OB)
AR=abs (OA/ (OB+1e-6) )
P= (AR-1) / (AR+1)
CP=20*log10 (P)
```

Donde $Ang(S[1,1])$ y $Ang(S[2,2])$ son la fase del coeficiente de reflexión de los circuitos de la figura 2.11 (a) y (b), respectivamente.

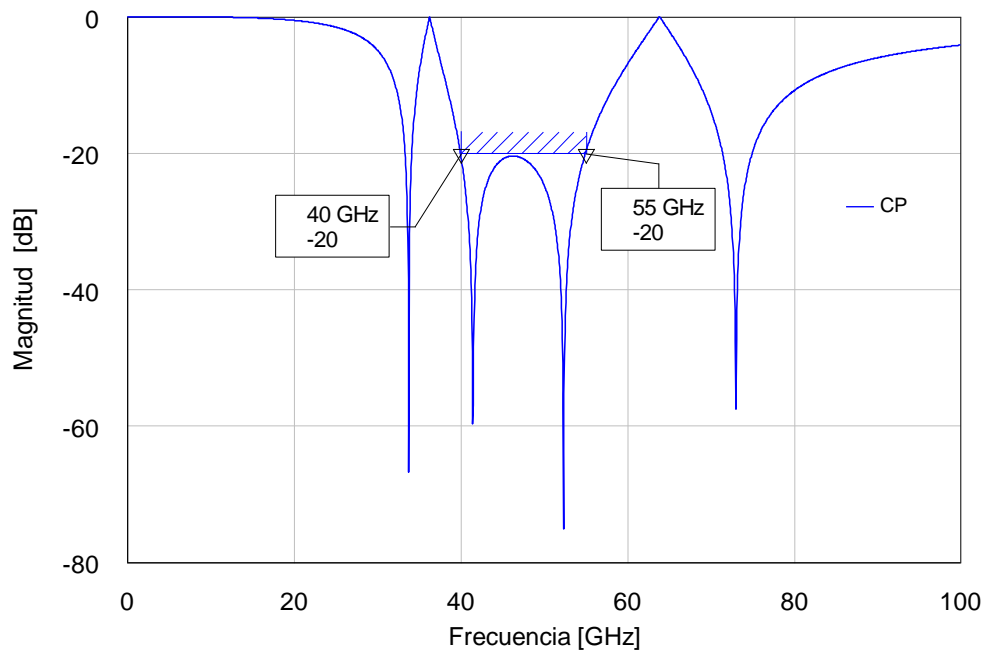


Figura 2.12. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para el caso del capacitor.

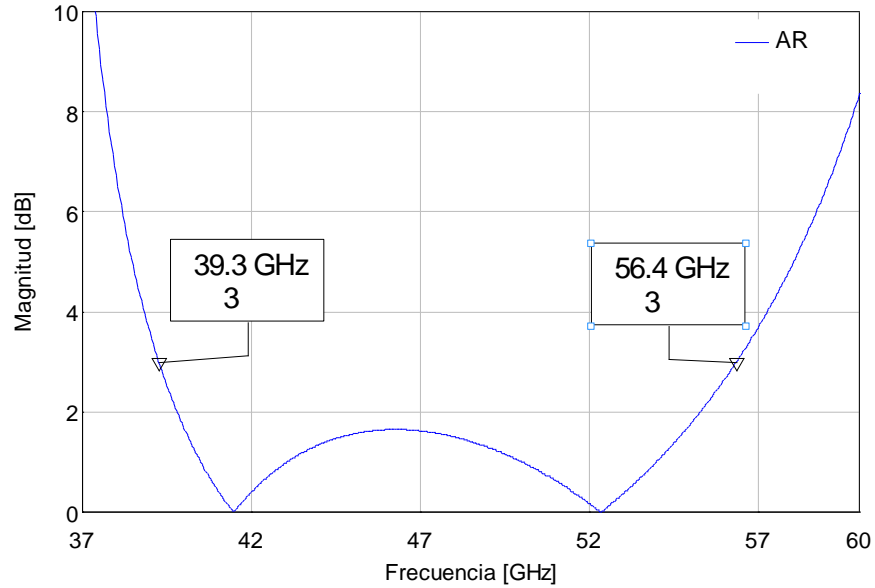


Figura 2.13. Respuesta en frecuencia de la razón axial para el caso del capacitor.

Dado que la respuesta en frecuencia obtenida cumple con la meta, se calculó la respuesta en frecuencia de la magnitud de la diferencia de fase (DF). En la figura 2.14, se presenta esta respuesta y se observa que en el rango de frecuencias de 40 a 55 GHz, se alcanza una diferencia de fase de $270^\circ \pm 11^\circ$, por lo que se procederá a calcular la frecuencia de resonancia de los circuitos equivalentes. Además, se calculó la respuesta en frecuencia de la razón axial (figura 2.13) y se encontró que el dispositivo provee una razón axial menor a 3 [dB] en la banda de frecuencias de 39.3 – 56.4 GHz.

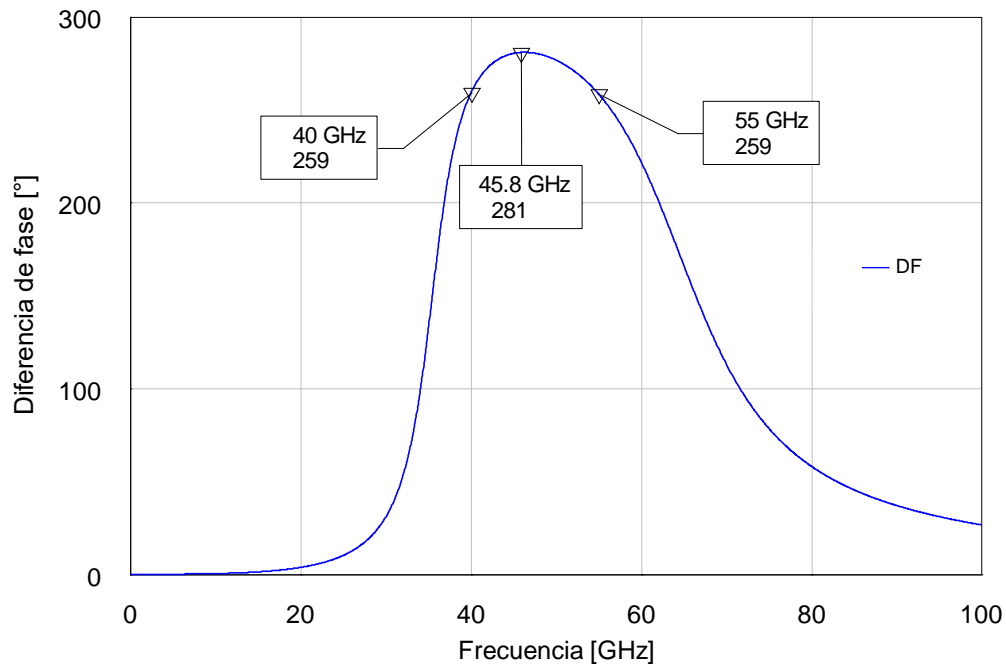
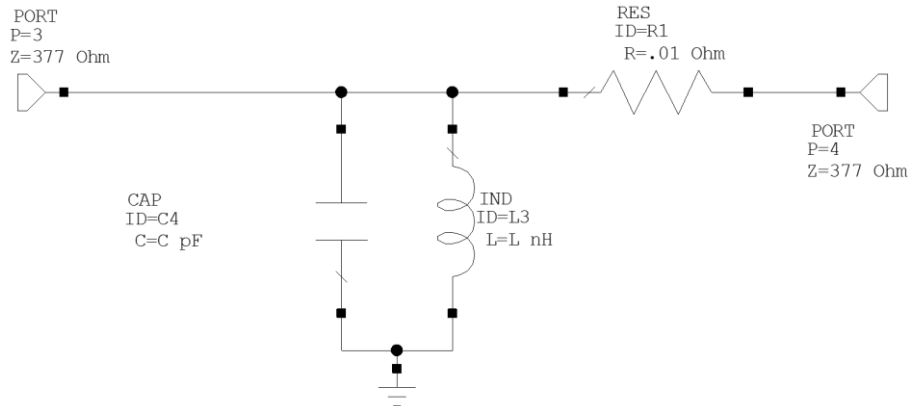


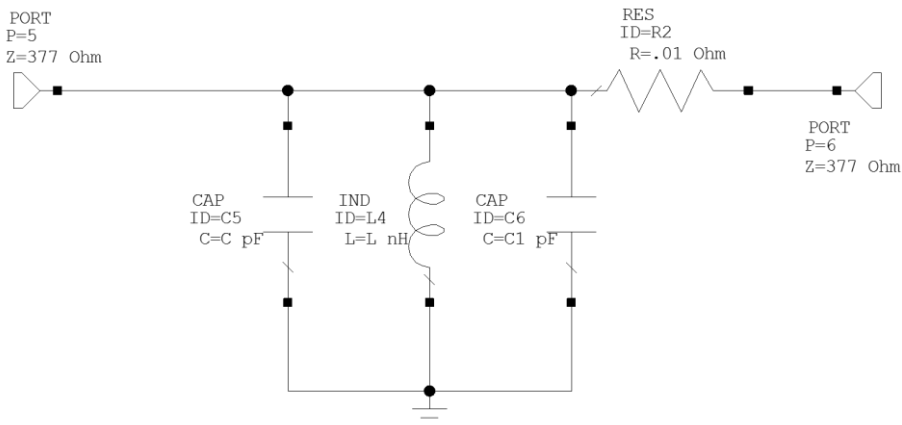
Figura 2.14. Respuesta en frecuencia de la magnitud de la diferencia de fase para el caso del capacitor.

2.4.3.2 Frecuencia de resonancia de los circuitos equivalentes.

Para calcular la frecuencia de resonancia no se considera la línea de transmisión de los circuitos equivalentes, ya que se busca conocer únicamente la respuesta de la estructura sin el reflector. Los circuitos que se simularon se muestran en la figura 2.15.



(a)



(b)

Figura 2.15. Circuitos simulados para calcular la frecuencia de resonancia de la estructura para (a) la componente vertical y (b) la componente horizontal.

Para calcular la frecuencia de resonancia se tomó como referencia la magnitud de la respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión a la entrada de los circuitos de la figura 2.15 ya que al alcanzar su valor mínimo se alcanza la máxima transmisión. Los resultados se presentan en las figuras 2.16 y 2.17, respectivamente.

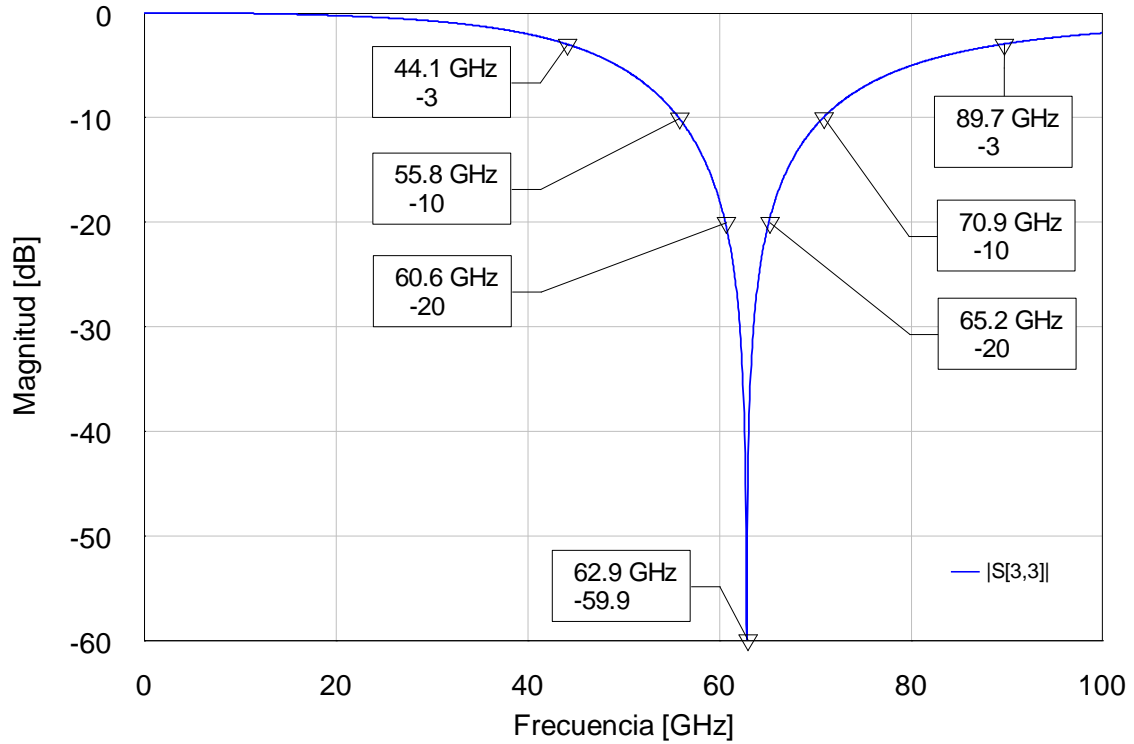


Figura 2.16. Magnitud del coeficiente de reflexión del circuito de la figura 2.14 (a).

En la tabla V se presentan los anchos de banda medidos, estos valores ayudarán a sintonizar el dispositivo en pasos posteriores.

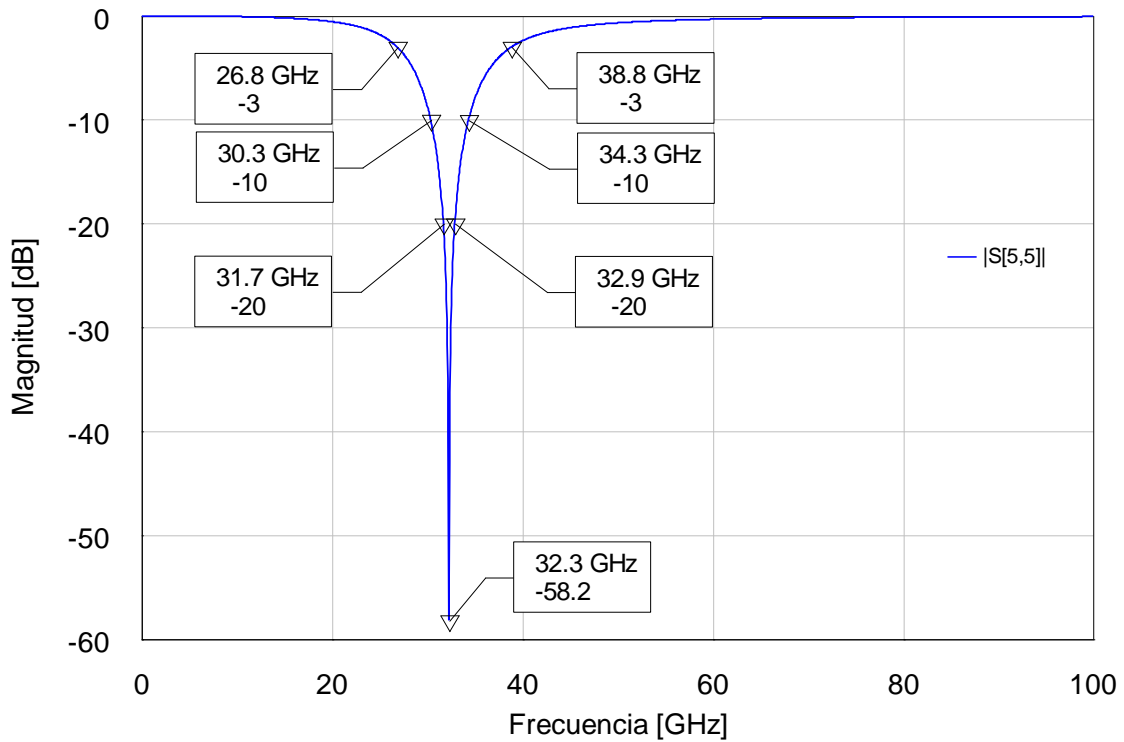


Figura 2.17. Magnitud del coeficiente de reflexión del circuito de la figura 2.14 (b).

TABLA V. ANCHOS DE BANDA MEDIDOS A DIFERENTES MAGNITUDES.

Magnitud de referencia [dB]	Basado en figura 2.15 $f_{01} = 62.9 \text{ GHz}$			Basado en figura 2.16 $f_{02} = 32.3 \text{ GHz}$		
	Límite inferior [GHz]	Límite superior [GHz]	Ancho de banda [GHz]	Límite inferior [GHz]	Límite superior [GHz]	Ancho de banda [GHz]
-20	60.6	65.2	4.6	31.7	32.9	1.2
-10	55.8	70.9	15.1	30.3	34.3	4
-3	44.1	89.7	45.6	26.8	38.8	12

2.4.4 Circuito equivalente con reactancia inductiva.

El segundo caso a simular consiste en que el elemento reactivo para generar la diferencia de fase es un inductor. Los circuitos simulados se muestran en la figura 2.18.

Se realizaron algunas iteraciones con el optimizador con el fin de obtener los valores de los elementos del circuito que cumplieran la meta. Los parámetros a optimizar son:

- L , inductancia del circuito tanque que representa al anillo resonante,
- C , capacitancia del circuito tanque que representa al anillo resonante,
- θ , longitud eléctrica de la línea de transmisión, y
- L_1 , inductancia de la carga reactiva

Se definió un rango para los valores, el cual se fue modificando hasta encontrar el resultado óptimo. En la tabla VI, se presentan los valores de estos elementos para el mejor caso encontrado por el simulador, así como el rango en el que están contenidos.

TABLA VI. VALORES ÓPTIMOS DE LOS CIRCUITOS DE LA FIGURA 2.11.

Parámetro	Límite inferior	Límite superior	Valor óptimo
L	0 nH	0.5 nH	0.5 nH
C	0 pF	0.1 pF	0.045582 pF
θ	20 °	180°	89.923 °
L_1	0.01 nH	120 nH	0.20631 nH

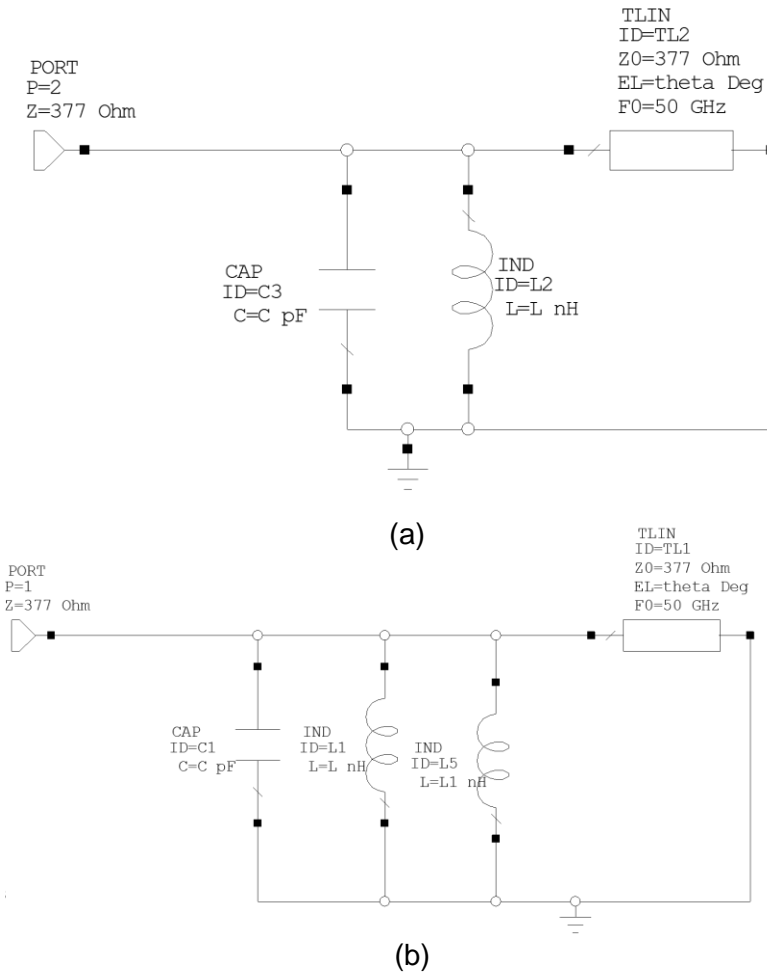


Figura 2.18. Circuito equivalente del polarizador con reactancia inductiva (a) para la componente vertical y (b) para la componente horizontal.

2.4.4.1 Cálculo del nivel de polarización cruzada.

Para los valores óptimos calculados por el simulador, la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada se presenta en la figura 2.19. El código utilizado para el cálculo de este parámetro es el mostrado a continuación:

```

fase1 = Circuito:Ang(S[1,1])
fase2 = Circuito:Ang(S[2,2])
DF= 180*(fase1 - fase2)/3.14159
phi=fase1-fase2
Ey=1
Ex=1
OA=sqrt(1/2*(Ex^2+Ey^2+sqrt(Ex^4+Ey^4+2*Ex^2*Ey^2*cos(2*phi))))
OB=sqrt(1/2*(Ex^2+Ey^2-sqrt(Ex^4+Ey^4+2*Ex^2*Ey^2*cos(2*phi))))

```

$$ARL=10*\log_{10}(OA/OB)$$

$$AR=abs(OA/(OB+1e-6))$$

$$P=(AR-1)/(AR+1)$$

$$CP=20*\log_{10}(P)$$

Donde $Ang(S[1,1])$ y $Ang(S[2,2])$ son la fase del coeficiente de reflexión de los circuitos de la figura 2.18 (a) y (b), respectivamente.

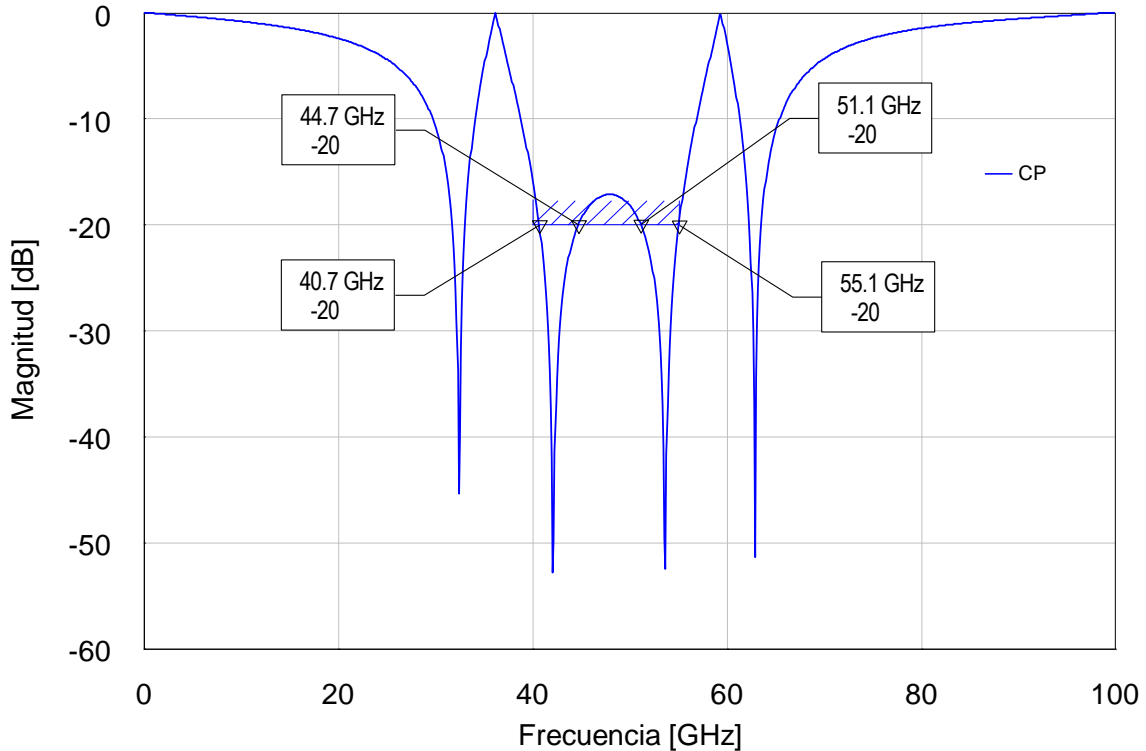


Figura 2.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para el caso del inductor.

Al graficar la respuesta en frecuencia del parámetro CP , se encontró que para los valores óptimos calculados no se alcanzó la respuesta deseada debido a que en la banda de frecuencias de 44.7 a 55.1 GHz no se cumple la meta obteniéndose valores de hasta -17.3 dB .

Dado que la meta no se alcanzó, no fue necesario calcular las frecuencias de resonancia de los circuitos equivalentes.

Después de simular ambos casos, se encontró que cuando la reactancia utilizada para generar la diferencia de fase deseada es un capacitor, el nivel de polarización cruzada CP cumple con el valor deseado en el ancho de banda propuesto (de 15 GHz), por lo que este circuito se tomará como base para el diseño del polarizador.

2.5 Propuesta inicial de geometría del polarizador y principio de funcionamiento.

Considerando los resultados de las simulaciones, se sabe que el elemento que generará la diferencia de fase con la respuesta del nivel de polarización cruzada óptimo, es un capacitor. Debido a que no se pueden ocupar elementos comerciales en frecuencias de microondas, la capacitancia necesaria será generada por medio de la inserción de postes metálicos al anillo resonante, tal como se muestra en la figura 2.20, ya que junto con el sustrato dieléctrico concuerdan con la definición de un capacitor de placas planas y paralelas. Retomando la ecuación 2-4, se puede observar que la capacitancia variará al modificar la longitud de los postes metálicos y la separación entre ellos.

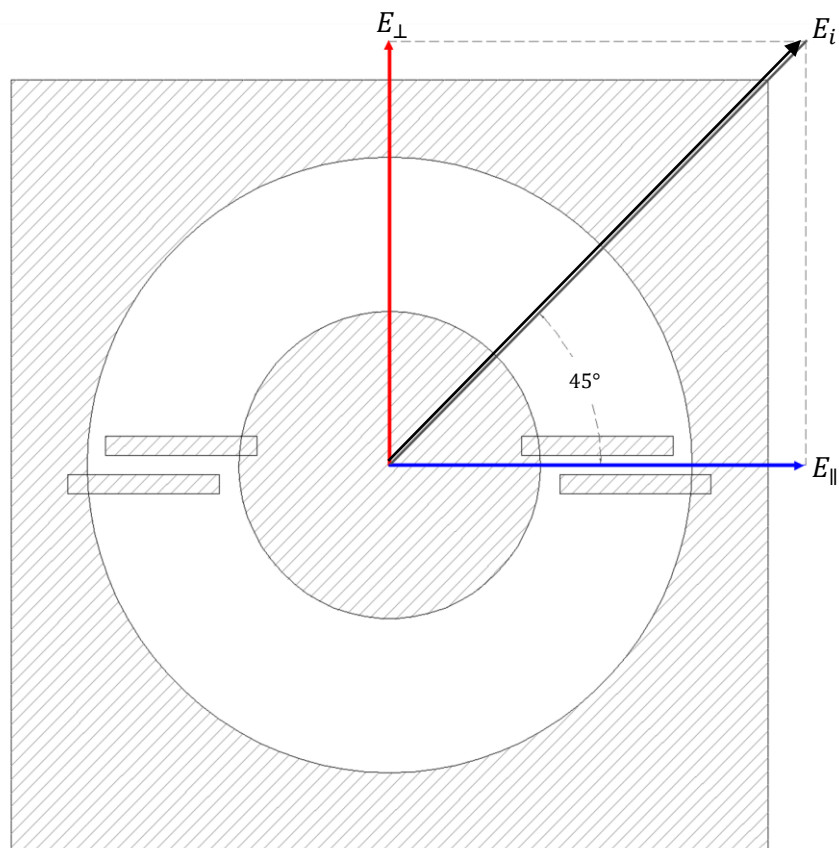


Figura 2.20. Vista frontal de la celda unitaria del polarizador.

Considérese, una onda incidente con polarización lineal a 45° (figura 2.20), la cual está formada por dos componentes:

- Una ortogonal (E_{\perp}) a los postes metálicos que corresponde con la componente con polarización lineal vertical.
- Una paralela (E_{\parallel}) a los postes metálicos que corresponde con la componente con polarización lineal horizontal

Para explicar el funcionamiento del polarizador, se tomarán como base los circuitos mostrados en las figuras 2.14(a) y 2.14(b). La longitud de la línea de transmisión es de $\frac{\lambda_g}{8}$.

En primera instancia se analizará la propagación de la componente E_{\parallel} a través de la estructura (figura 2.14(b)):

- Cuando el circuito está en resonancia, la componente se propaga sin sufrir modificación.
- Al encontrarse con el capacitor C_1 , la componente se retrasa 90° .
- La onda se propaga a través de la línea de transmisión (retraso de 45°), llegando al corto circuito y reflejándose (retraso de 180°) y recorre la línea de transmisión por segunda ocasión (retraso de 45°), por lo que en total se retrasa 270° .
- La fase total de la onda es de 0° .

En el caso de la componente ortogonal E_{\perp} (figura 2.14(a)):

- Cuando el circuito tanque está en resonancia, la componente se propaga sin sufrir modificación.
- La onda se propaga a través de la línea de transmisión (retraso de 45°), llegando al corto circuito y reflejándose (retraso de 180°) y recorre la línea de transmisión por segunda ocasión (retraso de 45°), por lo que en total se retrasa 270° .
- La fase total de la onda es de -270° .

Después del análisis anterior, se puede observar que la magnitud de la diferencia de fase entre las componentes es de 270° , por lo que se cumple una de las características requeridas para generar una onda con polarización circular.

2.6 Conclusiones del capítulo.

- I. Se encontró el circuito equivalente para la geometría de la apertura circular y el anillo resonante, analizando sus ventajas y desventajas. La inserción de un disco metálico como carga a la apertura circular, convierte esta estructura en un anillo resonante, y tiene asociada la ventaja de disminuir la frecuencia de resonancia al aumentar la capacitancia, permitiendo que esta estructura tenga un amplio número de aplicaciones en frecuencias de microondas. Además, la geometría del anillo resonante permite que sea de fácil sintonización, tanto en su frecuencia de resonancia como en su ancho de banda de operación, ya que este proceso depende únicamente de variar el radio de las circunferencias que lo componen. Es importante considerar que el anillo resonante se comporta

como un filtro paso banda, lo que implica que su ancho de banda de operación sea reducido.

- II. El circuito equivalente de un anillo resonante es un circuito tanque en paralelo, por lo que se agregó un elemento reactivo que proporcionara la diferencia de fase necesaria para generar una onda con polarización circular. Otro factor a considerar es que se trata de un polarizador reflectivo, por lo tanto, se agregó una línea de transmisión terminada en corto circuito que representa la separación que hay entre el arreglo y el reflector. Dicho lo anterior, la estructura presenta diferentes características de propagación para cada una de las componentes de la onda electromagnética incidente, es por eso que se modeló el circuito que describe este fenómeno para cada una de ellas. Considerando que el elemento reactivo puede ser un inductor o un capacitor, se plantearon y simularon ambos casos.
- III. Se estudió el concepto de nivel de polarización cruzada. En términos simples, este parámetro nos permite evaluar qué tanto se parece la onda reflejada por el polarizador a una onda con polarización circular. Entre menor sea la magnitud de este parámetro, la onda se acercará más al concepto de una onda con polarización circular ideal. Por esta razón, como primera aproximación, se buscó que el valor de este parámetro fuera de por lo menos -20 dB .
- IV. Después de simular el caso con la carga capacitiva, se encontró el nivel de polarización cruzada es menor a -20 dB en el rango de frecuencias de 40 a 55 GHz con una diferencia de fase entre las componentes de $270 \pm 11^\circ$ en el mismo ancho de banda y una razón axial menor a 3 dB en el rango de frecuencias de $39.3 - 56.4 \text{ GHz}$. Se calculó la respuesta en frecuencia del anillo resonante, debido a que es donde se alcanza la máxima transferencia de potencia, y se obtuvo:
 - Sin carga: $f_{01} = 62.9 \text{ GHz}$ con $BW @ -20 \text{ dB} = 4.6 \text{ GHz}$ y $BW @ -10 \text{ dB} = 15.1 \text{ GHz}$
 - Con carga: $f_{02} = 32.3 \text{ GHz}$ con $BW @ -20 \text{ dB} = 1.2 \text{ GHz}$ y $BW @ -10 \text{ dB} = 4 \text{ GHz}$
- V. La simulación del circuito con carga inductiva, no arrojó los resultados esperados debido a que en el rango de 44.7 a 55.1 GHz el nivel de polarización cruzada presenta un valor mayor a -20 dB . La principal razón por la que no se alcanzó la meta de optimización, se debe a que, a pesar de que se restringieron los valores de la inductancia, el proceso siempre tomaba como óptimo el valor del límite superior sin importar el número de iteraciones que se realizaran.
- VI. Una vez que se encontró que el circuito que proporciona la respuesta óptima es en el que la carga es un capacitor, proponemos que esta carga sea

representada mediante la inserción de dos postes metálicos a la geometría del anillo resonante. La sintonización de la estructura se realizará mediante la modificación de las dimensiones de los postes metálicos, variando principalmente su longitud y la separación entre ellos.

- VII. Para sintonizar la frecuencia de resonancia de la estructura para la componente E_{\perp} , se modificarán las dimensiones del anillo resonante, mientras que para la componente E_{\parallel} su sintonización se realizará variando las dimensiones de los postes metálicos.

3 Simulación y optimización del polarizador.

Una vez propuesta la geometría del polarizador, se procede a simularlo y optimizarlo mediante el software especializado de simulación electromagnética, para ajustar la geometría de la estructura para obtener los resultados esperados y descritos anteriormente.

A lo largo del proceso, se realizaron modificaciones a la geometría del polarizador, teniendo como objetivo sintonizar el dispositivo de acuerdo con los resultados obtenidos con el software MWO tanto en la frecuencia de resonancia de la estructura para cada una de las componentes, como en la respuesta en frecuencia de la del nivel de polarización cruzada. Un factor que tuvo gran influencia para este ajuste, fue la tolerancia permitida por el proceso de fabricación a utilizar, en este caso fotolitografía, por lo que se buscó que la distancia entre los conductores no fuera menor a $100 \mu m$.

Como primera aproximación, el modelo a simular del polarizador (figura 3.1) consiste en un par de placas separadas a una distancia de $\frac{\lambda_g}{8}$. La primera placa contiene el arreglo de anillos con postes metálicos, mientras que la segunda funciona como reflector.

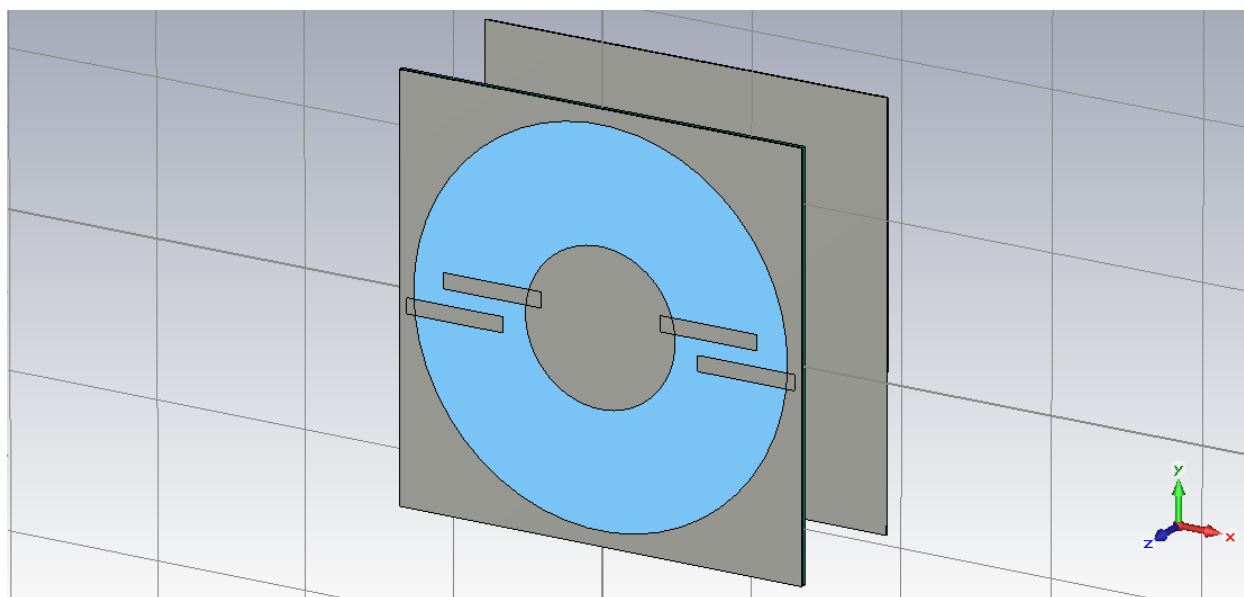


Figura 3.1. Celda unitaria del polarizador propuesto.

3.1 Parámetros de las simulaciones.

Las características que se usan en las simulaciones son:

- 1) Unidades: se considerará que las dimensiones están medidas en milímetros (mm), la frecuencia en gigahertz (GHz) y el tiempo en segundos (s).

- 2) Material de fondo (*background material*): El material en el que está inmersa la estructura es el espacio libre, en el simulador este material es denominado como *Normal* y sus características electromagnéticas son: $\epsilon_r = 1$ y $\mu_r = 1$.
- 3) Rango de frecuencias de la simulación: todas las simulaciones se realizarán en el rango de frecuencias de 0 a 100 GHz.
- 4) Materiales: Se considera que el material conductor es ideal (PEC-*Perfect Electric Conductor*), esto quiere decir que su conductividad es infinita y su resistividad eléctrica es 0. El sustrato dieléctrico considerado tiene como características una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.9$ y un espesor $d = 0.025$ mm.
- 5) Dimensiones de la estructura: La descripción de los parámetros geométricos (figura 3.2) de la estructura se presenta en la tabla VII.

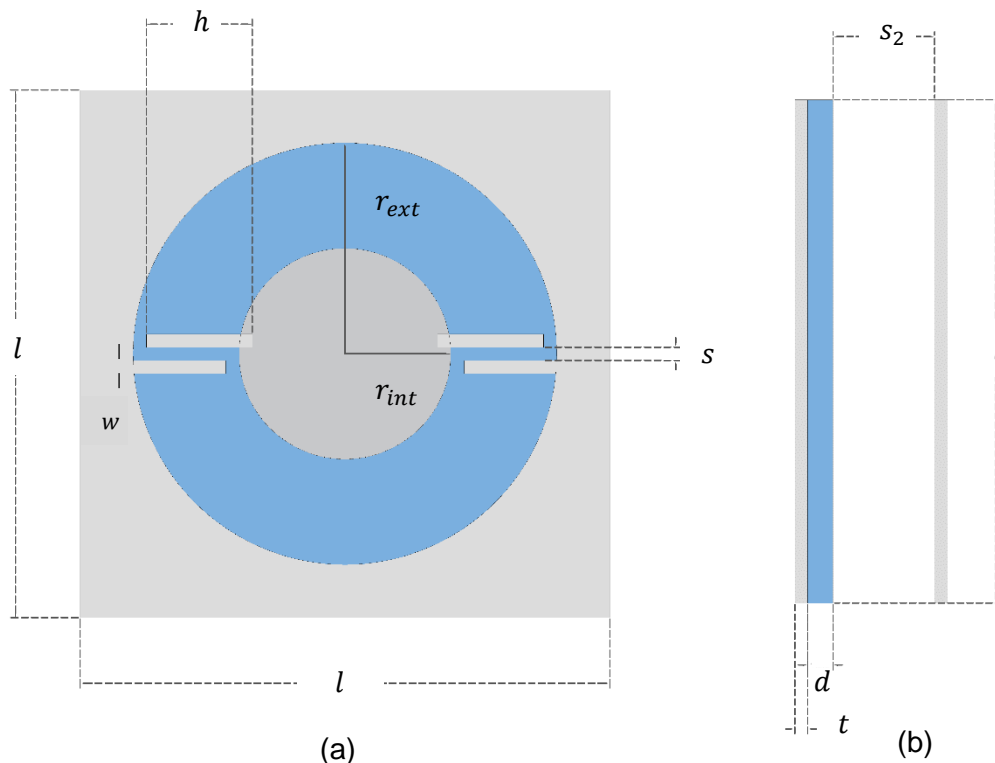


Figura 3.2. Parámetros geométricos de la celda unitaria: (a) vista frontal y (b) vista lateral.

TABLA VII. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DE LA CELDA UNITARIA.

Parámetro	Descripción
d	Espesor del sustrato dieléctrico.
h	Largo de los postes metálicos
l	Período de la estructura.
r_{ext}	Radio exterior del anillo.

r_{int}	Radio interior del anillo.
s	Separación entre los postes.
s_2	Separación entre las placas.
t	Espesor del conductor.
w	Ancho de los postes metálicos.

Como primera aproximación se considera que la separación entre las placas toma un valor de:

$$s_2 = \frac{\lambda_g}{8} = \frac{1}{8} \cdot \frac{c}{f} = \frac{1}{8} \cdot \frac{3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]}{50 \cdot 10^9 [Hz]} = 0.75 [mm]$$

- 6) Condiciones de frontera: Dado que se trata de un arreglo periódico a lo largo de los ejes x y y , se definió la condición de frontera de celda unitaria, y para el eje z como abierta (figura 3.3). Se considera que la incidencia de la onda es normal ($\theta = 0$ y $\phi = 0$).

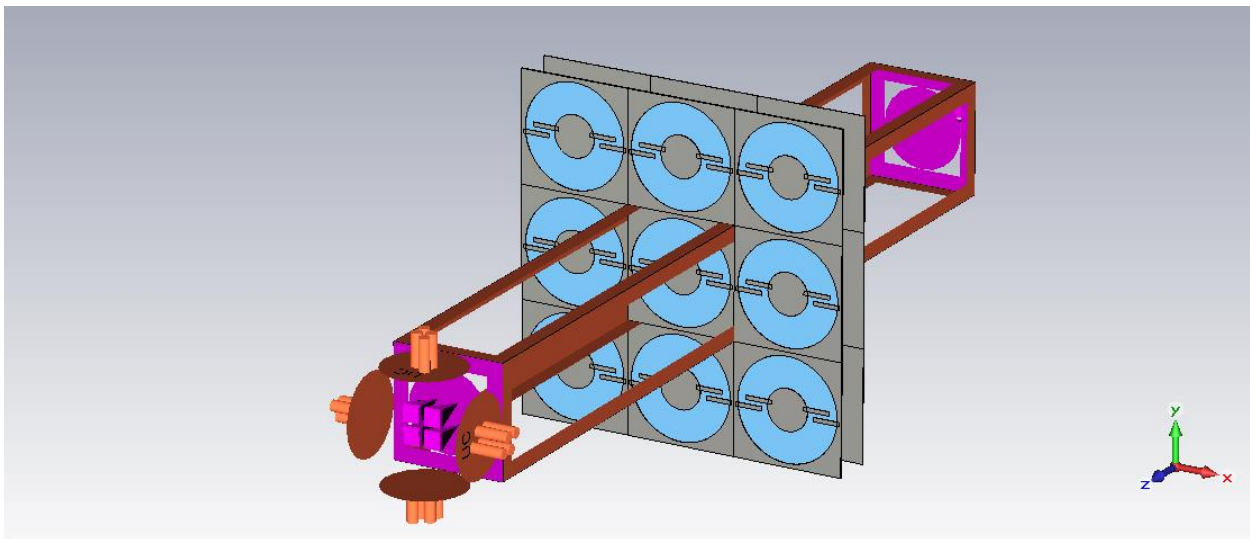


Figura 3.3. Condiciones de frontera para la celda unitaria.

- 7) Puertos: Se considera que número de modos Floquet incidentes de los puertos son 2, un modo TE y un modo TM, representando las ondas electromagnéticas planas con polarización lineal vertical y horizontal, respectivamente.

Debido a que se va a simular una estructura periódica y a las condiciones de frontera definidas, es necesario entender las herramientas matemáticas que permiten analizar este fenómeno. En la siguiente sección se presenta un estudio del Teorema de Floquet y su implementación en el software de simulación electromagnética.

3.1.1 Teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas [22].

La aproximación al análisis de antenas en arreglos de fase en el cual los efectos de acoplamiento mutuo, entre los elementos del arreglo, son ignorados, ha demostrado ser inadecuado. Sin embargo, existen métodos matemáticos que permiten estimar con gran exactitud el efecto del acoplamiento entre los elementos de un arreglo muy grande, asumiendo que estos son periódicos e infinitos. Es fácil analizar este tipo de estructuras con el uso del teorema de Floquet. Este teorema permite describir los campos en una región abierta exterior a cualquier elemento del arreglo de guías de onda ($z \geq 0$ en la figura 3.4) en términos de un conjunto de modos completamente ortogonales.

Estos modos Floquet y el uso de los modos naturales de la guía de onda permiten formular el problema de frontera en términos de ecuaciones integrales, las cuales son generalmente aplicadas para una gran variedad de antenas en arreglos de fase.

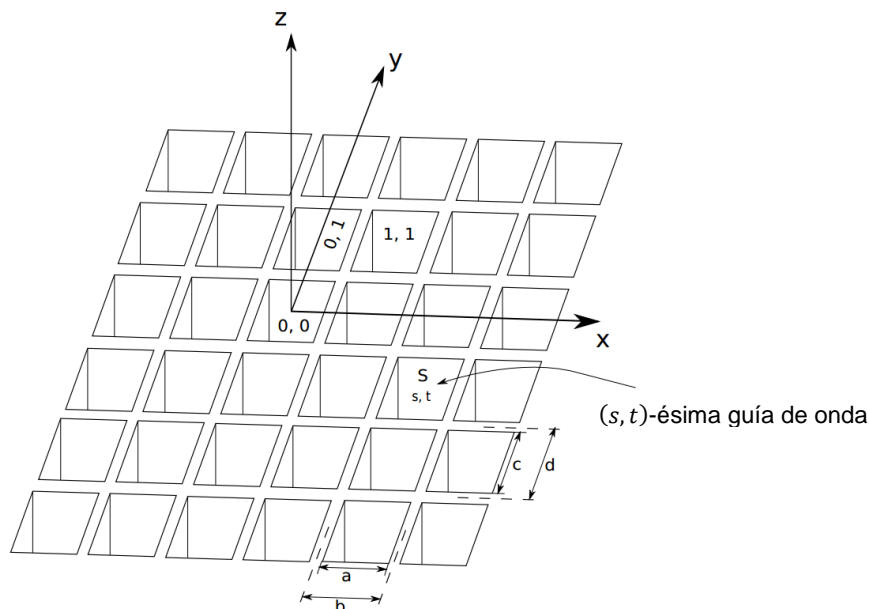


Figura 3.4. Arreglo infinito de guías de onda [22].

Esencialmente, el teorema de Floquet es una extensión de las series de Fourier para funciones periódicas. Esta extensión permite una descripción modal de cualquier campo o función que se repite periódicamente excepto por un factor exponencial multiplicativo. Las funciones periódicas proporcionan una descripción adecuada del campo en la vecindad de un arreglo de fase periódico e infinito que es excitado uniformemente en amplitud, pero con una variación lineal de fase.

Considérese el arreglo rectangular de guías de onda de la figura 3.4 (los elementos pueden ser rectangulares o de cualquier geometría para la sección transversal). Si el elemento (s, t) -ésimo es excitado con un modo con coeficiente:

$$V_{00} e^{-j(s\phi_x + t\phi_y)} \quad (3-1)$$

donde φ_x y φ_y son desplazamientos de fase fijos entre los elementos en las direcciones x y y , respectivamente, entonces este decremento lineal excitará un haz radiado en la dirección (θ, ϕ) dado por:

$$\varphi_x = kb \sin \theta \cos \phi \quad (3-2)$$

$$\varphi_y = kd \sin \theta \sin \phi \quad (3-3)$$

donde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, siendo λ la longitud de onda en el espacio libre.

Para analizar la representación de los modos de Floquet, se tomará el siguiente ejemplo. Considérese, un arreglo de elementos que son excitados por modos con coeficientes dados por la ecuación 3-1. Para representar el campo en la región $z \geq 0$, se hará uso del teorema de Floquet.

Cualquier componente del campo es conocida por ser una solución de la ecuación escalar homogénea de Helmholtz en esta región:

$$(\nabla^2 + k^2)\xi(x, y, z) = 0 \quad (3-4)$$

donde:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (3-5)$$

Para una guía de onda ξ representa ya sea E_z o H_z . Se asume frecuentemente que el campo se propaga en dirección z , por lo que:

$$\xi(x, y, z) = e^{-j\Gamma z} \xi(x, y) \quad (3-6)$$

Y en el perímetro de la guía de onda ya sea $E_z = \xi = 0$ o $\frac{\partial H_z}{\partial n} = \frac{\partial \xi}{\partial n} = 0$, donde n es el perímetro normal.

Considerando la excitación dada por la ecuación 3-1 y la simetría periódica de la estructura del arreglo, se observa que todas las componentes del campo o ξ , se describen como:

$$\xi(x + b, y + d, z) = \xi(x, y, z)e^{-j(\varphi_x + \varphi_y)} \quad (3-7)$$

Sustituyendo en la ecuación 3-4:

$$[\nabla_t^2 + (k^2 + \Gamma^2)]\xi(x, y) = 0 \quad (3-8)$$

donde:

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (3-9)$$

Aplicando el método de separación de variables a la ecuación 3-6, se encuentra:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_x^2 \right) f(x) = 0 \quad (3-10)$$

para la dependencia en x , y

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_y^2 \right) g(y) = 0 \quad (3-11)$$

para la dependencia en y , donde k_x y k_y son las constantes de separación tales que:

$$\Gamma^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (3-12)$$

Si se considera únicamente la dependencia en x , entonces:

$$f(x + b) = f(x)e^{-j\varphi_x} \quad (3-13)$$

por lo que:

$$F(x) = f(x)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x} \quad (3-14)$$

es una función periódica dado que:

$$F(x + b) = f(x + b)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x} e^{j\varphi_x} = F(x) \quad (3-15)$$

$F(x)$ y $f(x)$ son representadas como serie de Fourier de la siguiente forma:

$$F(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{\left(\frac{j2\pi m}{b}\right)x} \quad (3-16)$$

$$f(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{\left(\frac{j2\pi m - \varphi_x}{b}\right)x} \quad (3-17)$$

Cada término de estas series satisface las condiciones de la ecuación 3-10, en general:

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} \quad (3-18)$$

Y para la dependencia en y ,

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} \quad (3-19)$$

Entonces:

$$\Gamma_{mn}^2 = k^2 - \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} - \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} \quad (3-20)$$

El campo queda expresado como:

$$\xi_{mn}(x, y, z) = e^{jk_{x_m}x} e^{jk_{y_n}y} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (3-21)$$

La solución periódica de la ecuación 3-4, presentada en la ecuación 3-21, cumple con las condiciones de frontera definidas en la ecuación 3-7 y es un postulado del teorema de Floquet.

Para facilitar los cálculos, se ortonormaliza la dependencia transversal de la ecuación 3-21, quedando de la siguiente manera:

$$\xi_{mn}(x, y, z) = \sqrt{\frac{1}{bd}} e^{jk_{x_m}x} e^{jk_{y_n}y} \quad (3-22)$$

3.1.1.1 Modos TE.

Si $\xi_{mn}(x, y) = H_{z_{mn}}(x, y)$ con $E_z = 0$, entonces las componentes transversales del campo (x y y) son derivadas a partir de $H_{z_{mn}}$ como:

$$E_{t_{mn}} = \frac{j\omega\mu}{k_{r_{mn}}^2} \hat{a}_z \times \nabla_t H_{z_{mn}} \quad (3-23)$$

$$H_{t_{mn}} = \frac{j\Gamma_{mn}}{k_{r_{mn}}^2} \nabla_t H_{z_{mn}} \quad (3-24)$$

donde:

$$k_{r_{mn}}^2 = k_{x_m}^2 + k_{y_n}^2 = k^2 - \Gamma_{mn}^2 \quad (3-25)$$

$$\nabla_t = \frac{\partial}{\partial x} \hat{a}_x + \frac{\partial}{\partial y} \hat{a}_y = j(k_{x_m} \hat{a}_x + k_{y_n} \hat{a}_y) \quad (3-26)$$

Las funciones modales obtenidas en las ecuaciones 3-23 y 3-24, son ortogonales entre sí pero no están normalizadas. Para obtener un modo vectorial ortonormalizado, se define:

$$E_{t_{mn}} = \frac{\omega\mu}{k_{r_{mn}}} \Psi_{1_{mn}}(x, y) \quad (3-27)$$

Despejando $\Psi_{1_{mn}}(x, y)$:

$$\Psi_{1_{mn}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k_{y_n} \hat{a}_x - k_{x_m} \hat{a}_y}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(k_{x_m}x + k_{y_n}y)} \quad (3-28)$$

donde el subíndice 1 denota que se trata de un modo TE.

3.1.1.2 Modos TM.

Para el caso de los modos TM, $\xi_{mn}(x, y) = E_{z_{mn}}(x, y)$ con $H_z = 0$, las componentes transversales del campo se derivan como:

$$E_{t_{mn}} = \frac{-j\Gamma_{mn}}{k_{r_{mn}}^2} \nabla_t E_{z_{mn}} \quad (3-29)$$

$$H_{t_{mn}} = \frac{j\omega\varepsilon}{k_{r_{mn}}^2} \hat{a}_z \times \nabla_t E_{z_{mn}} \quad (3-30)$$

De forma análoga al caso de los modos TE, para obtener un vector ortonormalizado, se define:

$$E_t = \frac{\Gamma_{mn}}{k_{r_{mn}}} \Psi_{2_{mn}} \quad (3-31)$$

Despejando $\Psi_{2_{mn}}(x, y)$:

$$\Psi_{2_{mn}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k_{x_m} \hat{a}_x + k_{y_n} \hat{a}_y}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(k_{x_m}x + k_{y_n}y)} \quad (3-32)$$

donde el subíndice 2 denota que se trata de un modo TM.

Tanto los modos TE (ecuación 3-28), como los modos TM (ecuación 3-32), cumplen con la siguiente propiedad:

$$\iint_{A_v} \Psi_{p_m n} \cdot \Psi_{p' m' n'}^* dx dy = \delta_{pp'} \delta_{mm'} \delta_{nn'} \quad (3-33)$$

donde la función delta de Kronecker $\delta_{pp'}$, indica que los modos TE y TM son mutuamente ortogonales.

3.1.1.3 Definición de los modos de Floquet en el software de simulación electromagnética.

Una vez analizada la definición teórica de los modos de Floquet, se procedió a investigar su implementación en el software de simulación electromagnética. De acuerdo a la ayuda del software de simulación electromagnética [23], la definición matemática de los modos se toma del artículo [24], quedando de la siguiente manera:

$$\Psi_{mpq} = A^{-\frac{1}{2}} e^{-jk_{Tpq} \cdot r_T} e^{\pm j\gamma z} \kappa_{mpq} \quad (3-34)$$

donde:

$$\begin{aligned} p, q &= 0 \pm 1 \pm 2, \dots, \\ m &= 1 \text{ ó } 2 \end{aligned} \quad (3-35)$$

$$\kappa_{1pq} = \frac{k_{Tpq}}{|k_{Tpq}|}, \text{ para los modos TM} \quad (3-36)$$

$$\kappa_{2pq} = \hat{a}_z \times \kappa_{1pq}, \text{ para los modos TE} \quad (3-37)$$

además:

$$k_{Tpq} = k_T + pk_1 + qk_2 \quad (3-38)$$

$$k_T = k \sin \theta \cos \phi \hat{a}_x + k \sin \theta \sin \phi \hat{a}_y \quad (3-39)$$

$$k_1 = -\frac{2\pi}{A} \hat{a}_z \times d_2 \quad (3-40)$$

$$k_2 = \frac{2\pi}{A} \hat{a}_z \times d_1 \quad (3-41)$$

$$\gamma = \left(k^2 - k_{Tpq} \cdot k_{Tpq} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-42)$$

k es la constante de propagación del medio,
 θ, ϕ son las coordenadas esféricas,

$A = |d_1 \times d_2|$ que equivale al área de la celda unitaria,
 $r_T = x\hat{a}_x + y\hat{a}_y$,
 d_1, d_2 son los vectores que definen el plano donde se ubica la celda unitaria.

Comparando las ecuaciones 3-28, 3-32 y 3-34, encontramos que existe una alta concordancia entre el planteamiento teórico y la definición implementada en el software.

La primera diferencia consiste en que la ecuación 3-34 no está normalizada ya que aparece el término que define la propagación de la onda electromagnética a lo largo del eje z ($e^{\pm j\gamma z}$). Al normalizar esta ecuación, el término desaparece, debido a que es una función de cuadrado integrable, quedando definida de forma análoga a las ecuaciones 3-28 y 3-32.

Otra diferencia, es el signo del exponente $e^{-jk_{Tpq} \cdot r_T}$ (ecuación 3-34), esta diferencia radica en el signo de los índices del modo utilizados, por lo que es irrelevante.

Debido a que las diferencias no son significativas, se considerará, en términos prácticos, que las definiciones son equivalentes. Después de haber definido las características y de revisar la teoría pertinente, el siguiente paso en el diseño del polarizador consiste en modificar las dimensiones de la estructura para sintonizar su respuesta en frecuencia, sin tomar en cuenta el reflector.

3.2 Simulación del anillo resonante.

La primera etapa del proceso de sintonización consiste en variar las dimensiones geométricas del anillo (r_{int} y r_{ext}), de tal manera que la estructura entre en resonancia a una frecuencia de 62.9 GHz para la componente vertical, que corresponde con los resultados obtenidos mediante la simulación de su circuito equivalente en MWO (figura 2.15).

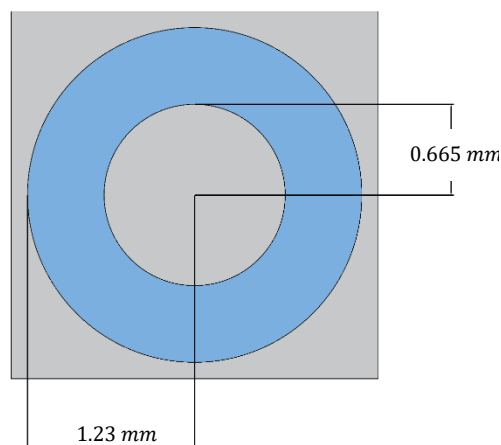


Figura 3.5. Dimensiones geométricas del anillo resonante sintonizado.

En la figura 3.5 se muestra la estructura del anillo sintonizado con sus medidas. La frecuencia de resonancia para la componente vertical es de 62.9 GHz (figura 3.6).

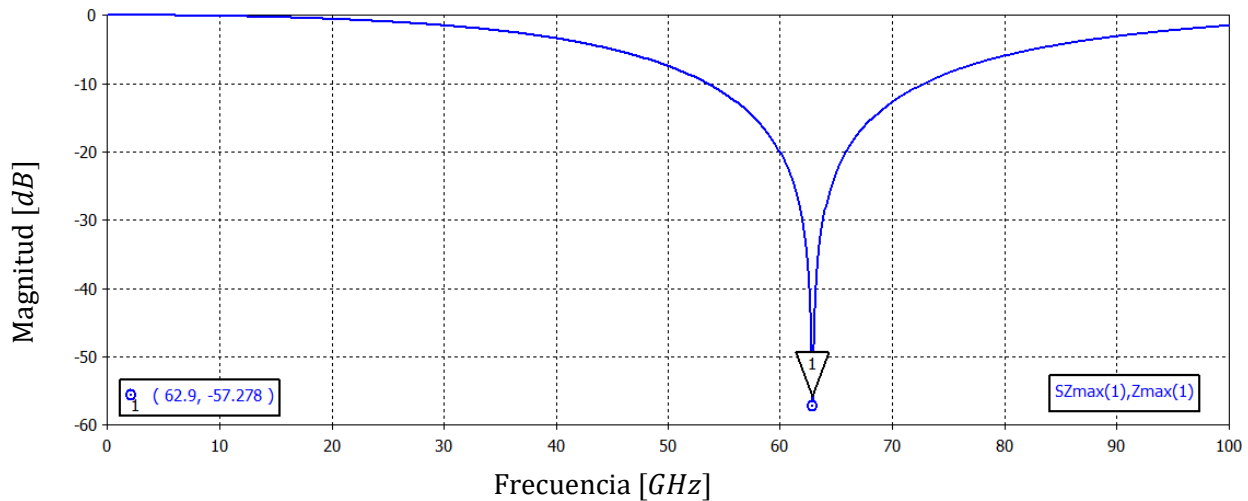


Figura 3.6. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical.

3.3 Simulación del polarizador con dos postes metálicos.

Ya que se sintonizó el anillo resonante, se procede a introducir los postes a la estructura para proceder a su sintonización. Ahora se modificará la longitud de los postes para que una de las componentes haga resonar la estructura a 32.3 GHz y la otra a 62.9 GHz, de acuerdo con los resultados obtenidos de MWO. Tomando como referencia la figura 3.2, las dimensiones geométricas límite para no exceder la tolerancia de la tecnología de fabricación se presentan en la tabla VIII.

TABLA VIII. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DEL ANILLO CON DOS POSTES METÁLICOS.

Parámetro	Valor [mm]
d	0.025
h	0.5
l	2.7
r_{ext}	1.23
r_{int}	0.675
s	0.1
t	0.010
w	0.01

En la figura 3.7 se muestra que la frecuencia de resonancia es 58.8 GHz para la componente vertical (E_{\perp}) y en la figura 3.8 se muestra que la frecuencia de resonancia es 39.9 GHz para la componente horizontal (E_{\parallel}). Se observa que la inserción de los postes metálicos provoca que la frecuencia de resonancia para la componente vertical

disminuya, además, la frecuencia de resonancia de la estructura para la componente horizontal tiene un valor superior al esperado.

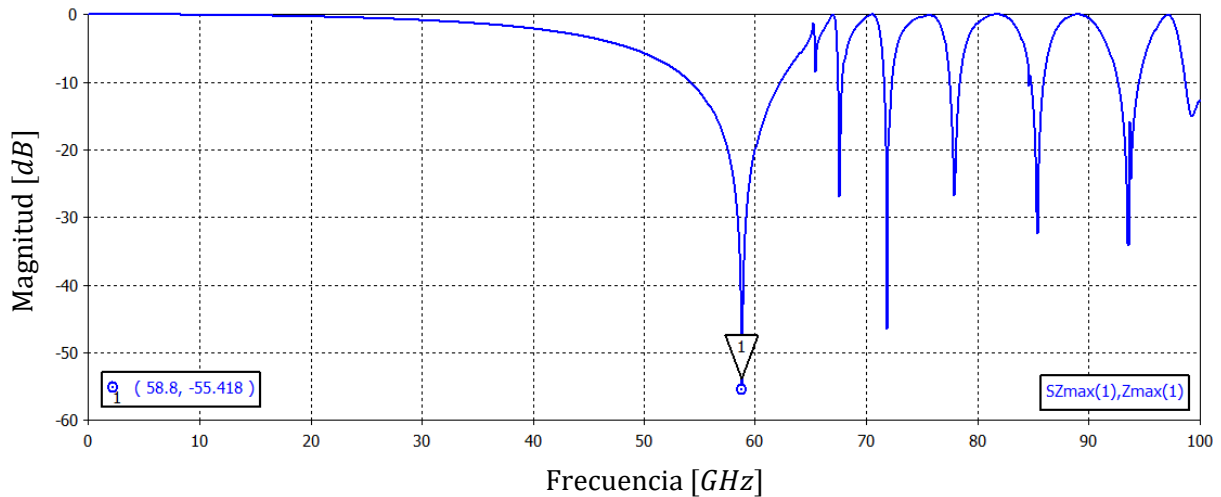


Figura 3.7. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical (E_{\perp}).

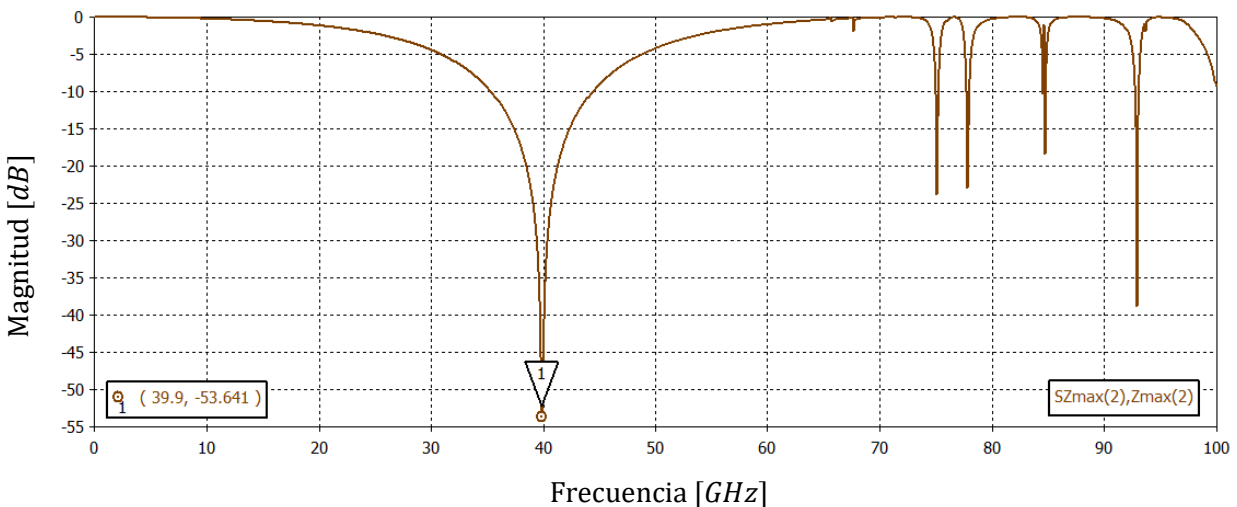


Figura 3.8. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal (E_{\parallel}).

Como ya se estudió en el capítulo 2, para disminuir la frecuencia de resonancia, una de las posibles soluciones consiste en aumentar la capacitancia, siguiendo el principio de la ecuación 2-7. Para lograr el incremento de capacitancia y la consecuente disminución de la frecuencia de resonancia, se pueden considerar dos casos:

- 1) Incrementar la longitud de los postes metálicos: de acuerdo a la ecuación 2-4, al incrementar el área de los conductores, la capacitancia total aumenta, para lograr esto tendría que aumentar la longitud de los postes metálicos, sin embargo, esto no es posible ya que los valores de los valores geométricos ya se encuentran en el límite.

- 2) Inserción de postes: la adición de un poste en cada lado de la estructura, permite disminuir la frecuencia debido a que entre cada par de postes existe una capacitancia, las cuales están conectadas en paralelo por lo que sus valores se suman. Esta opción es la más factible por lo que se procederá a implementarla y simularla.

3.4 Simulación del polarizador con tres postes metálicos.

La figura 3.9, muestra la geometría a simular, el poste adicional tendrá la misma longitud que los dos postes originales.

Durante el proceso de simulación se encontró que con los valores límite no se alcanzaba la respuesta deseada, sin embargo, se procedió a exceder este límite para evaluar si era posible su implementación con tres postes metálicos. Las dimensiones de los parámetros geométricos que ofrecen la respuesta deseada tanto para las frecuencias de resonancia como para el nivel de polarización cruzada, se presentan en la tabla IX.

En la figura 3.10 se muestra que la distancia entre conductores del poste central y la circunferencia exterior es de $40 \mu m$, cuando el valor mínimo aceptado es de $100 \mu m$.

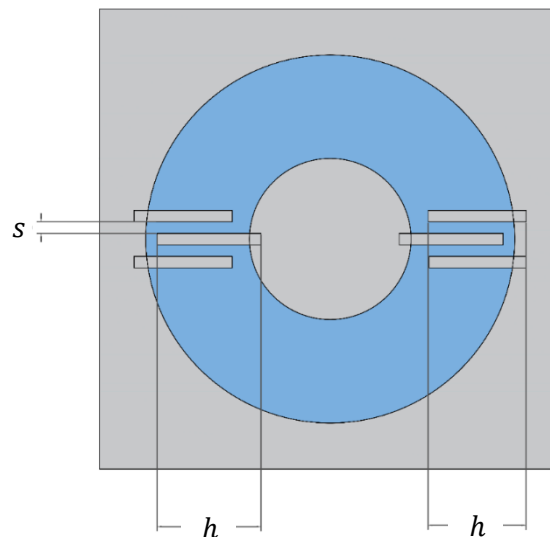


Figura 3.9. Geometría de la celda unitaria del polarizador con tres postes metálicos.

TABLA IX. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DEL POLARIZADOR CON TRES POSTES METÁLICOS.

Parámetro	Valor [mm]
d	0.025
h	0.5631
l	2.7
r_{ext}	1.23
r_{int}	0.665
s	0.1

t	0.010
w	0.01

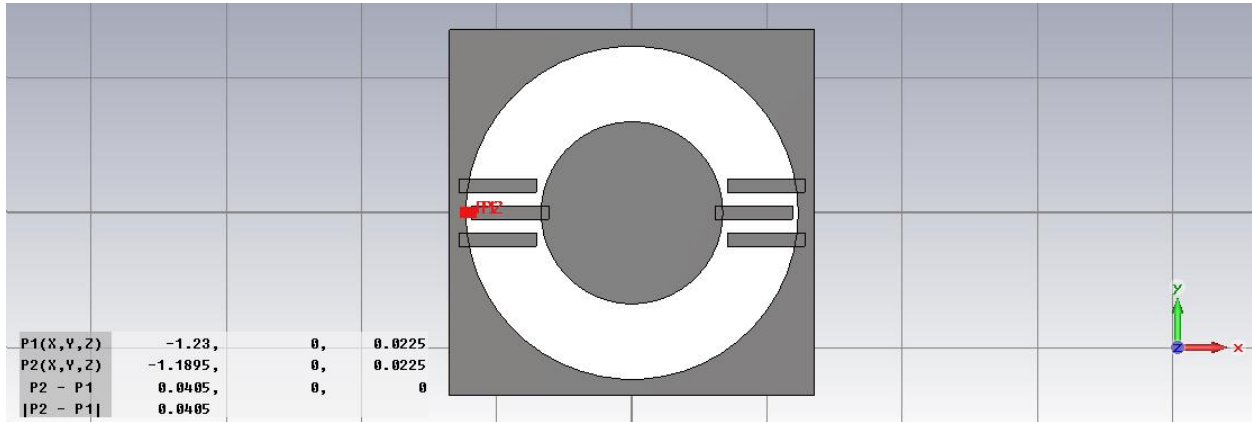


Figura 3.10. Medición de la separación entre conductores.

En la figura 3.11 se muestra que la frecuencia de resonancia es 62.9 GHz para la componente vertical (E_{\perp}) y en la figura 3.12 se muestra que la frecuencia de resonancia es 32.3 GHz para la componente horizontal (E_{\parallel}).

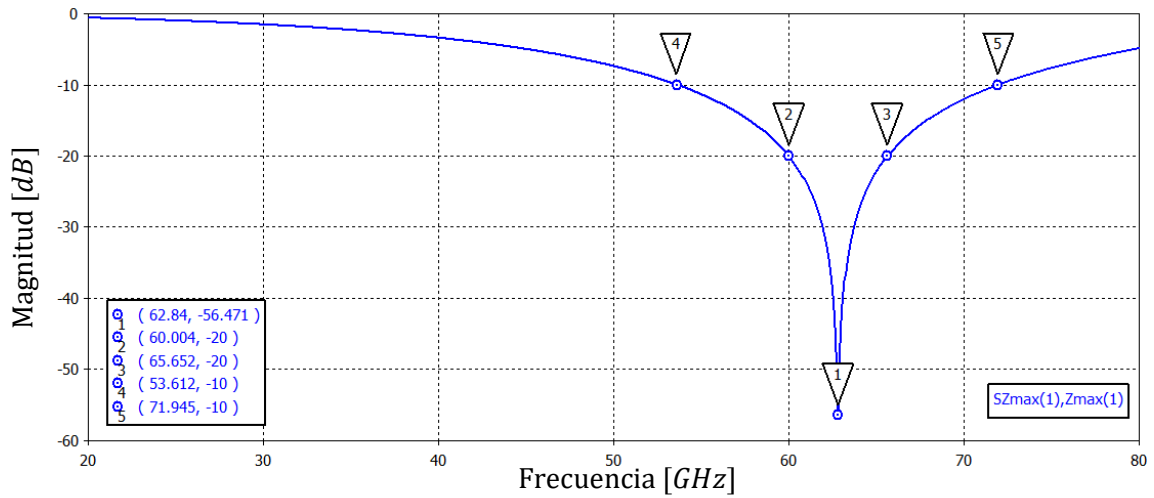


Figura 3.11. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical (E_{\perp}).

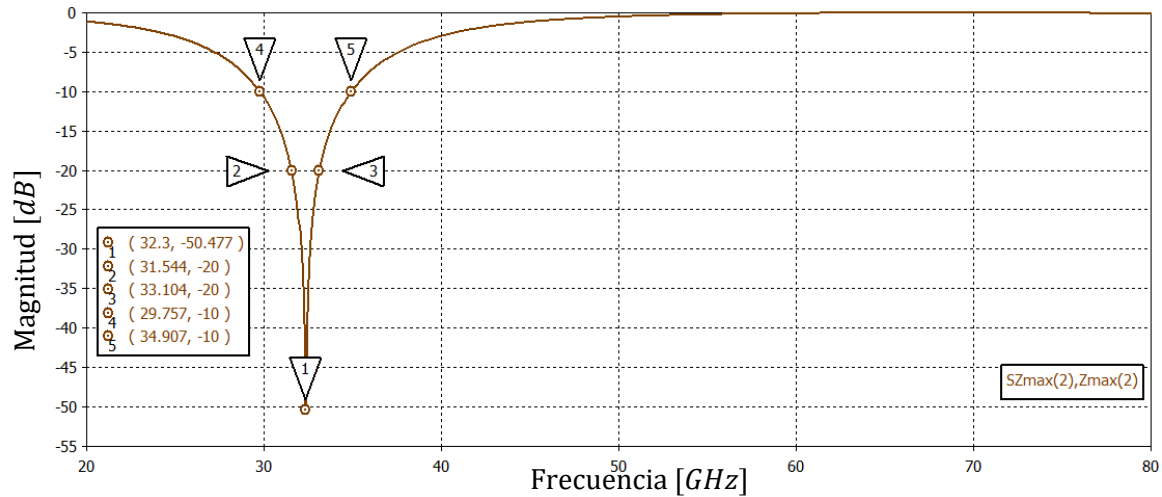


Figura 3.12. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal ($E_{||}$).

Además de cumplir con las frecuencias de resonancia, es necesario que también cumplan con los anchos de banda obtenidos en las simulaciones con MWO a -10 dB y -20 dB . En la tabla X se presenta una comparación entre los resultados obtenidos en ambos simuladores.

TABLA X. COMPARACIÓN DE ANCHOS DE BANDA.

Magnitud de referencia [dB]	Ancho de banda obtenido en MWO [GHz]		Ancho de banda obtenido en el software de simulación electromagnética [GHz]	
	Componente E_{\perp}	Componente $E_{ }$	Componente E_{\perp}	Componente $E_{ }$
-20 dB	4.6	1.2	5.648	1.56
-10 dB	15.1	4	18.33	9.303

Se observa que para ambas componentes, el ancho de banda a -20 y -10 dB es mayor en el caso del software de simulación electromagnética con respecto a los resultados obtenidos en MWO.

3.4.1 Cálculo del nivel de polarización cruzada.

Una vez obtenidas las frecuencias de resonancia y los anchos de banda requeridos, el siguiente paso en el diseño del polarizador es el cálculo del nivel de polarización. Para este paso, es necesario añadir la placa detrás del arreglo de anillos con postes metálicos a una distancia s_2 ; para realizar el cálculo se usará la herramienta “Template Based Postprocessing”, implementando las ecuaciones 1-36, 1-39, 1-40, 1-43, 2-10 y 2-11. En la figura 3.13 se muestra respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada.

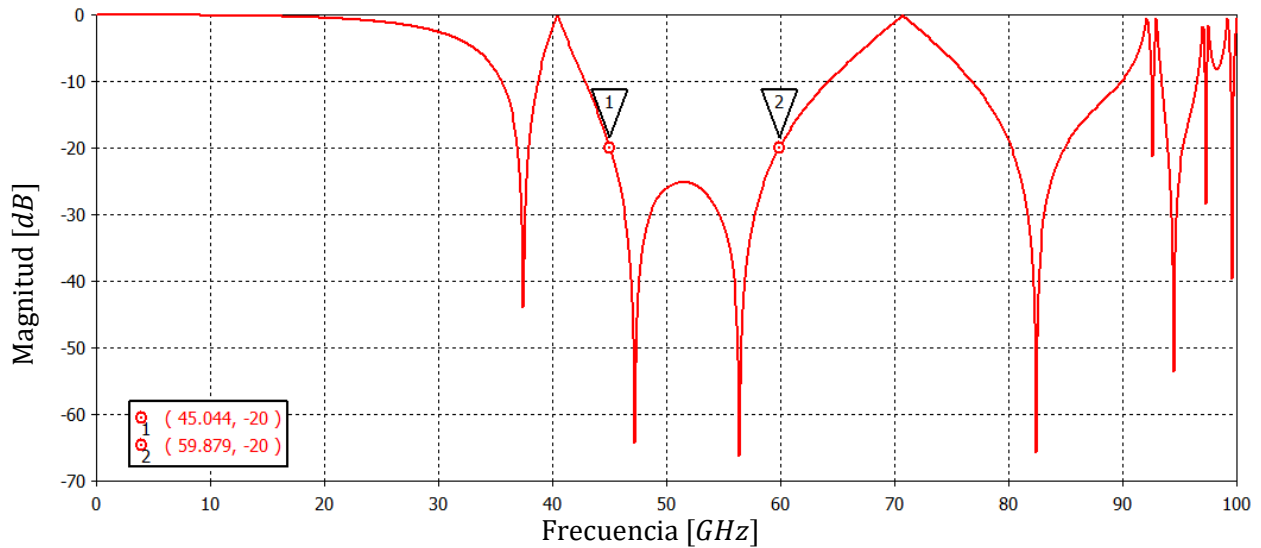


Figura 3.13. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada del polarizador con tres postes metálicos.

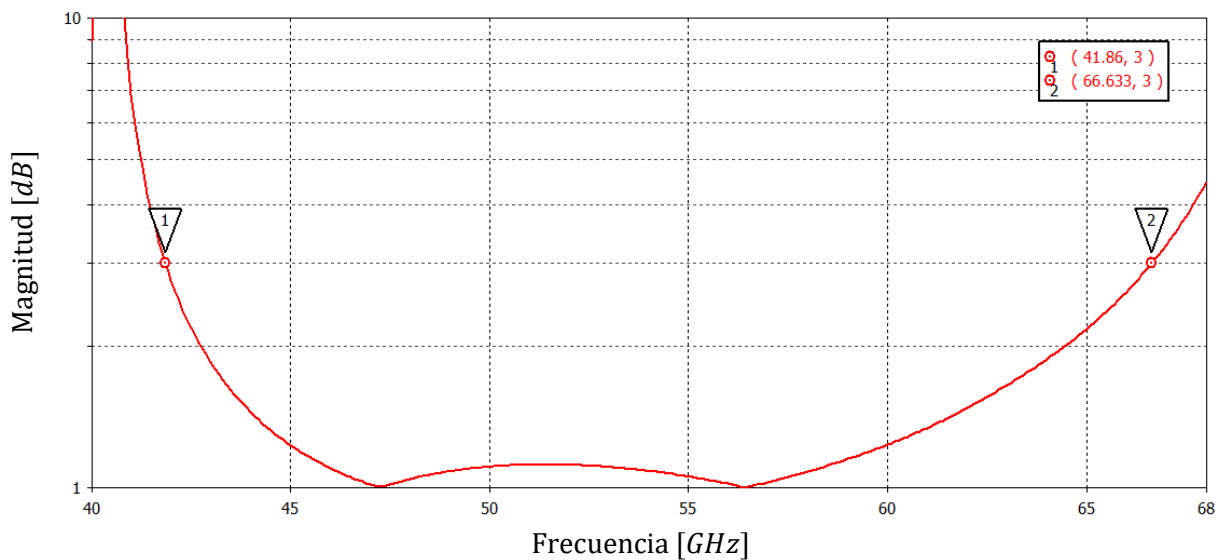


Figura 3.14. Respuesta en frecuencia de la razón axial del polarizador con tres postes metálicos.

Se observa que el nivel de polarización cruzada es menor a -20 dB en un ancho de banda de 14.835 GHz , el cual es muy parecido al obtenido en MWO cuyo valor es de 15 GHz .

En la figura 3.14 se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial, que es menor a 3 dB en el rango de frecuencias de $41.86 - 66.63\text{ GHz}$.

En la figura 3.15 se muestra la respuesta en frecuencia de la diferencia de fase, se puede observar que la magnitud de este parámetro oscila entre 263° y 281° , en el mismo ancho de banda donde el parámetro CP es menor a -20 dB .

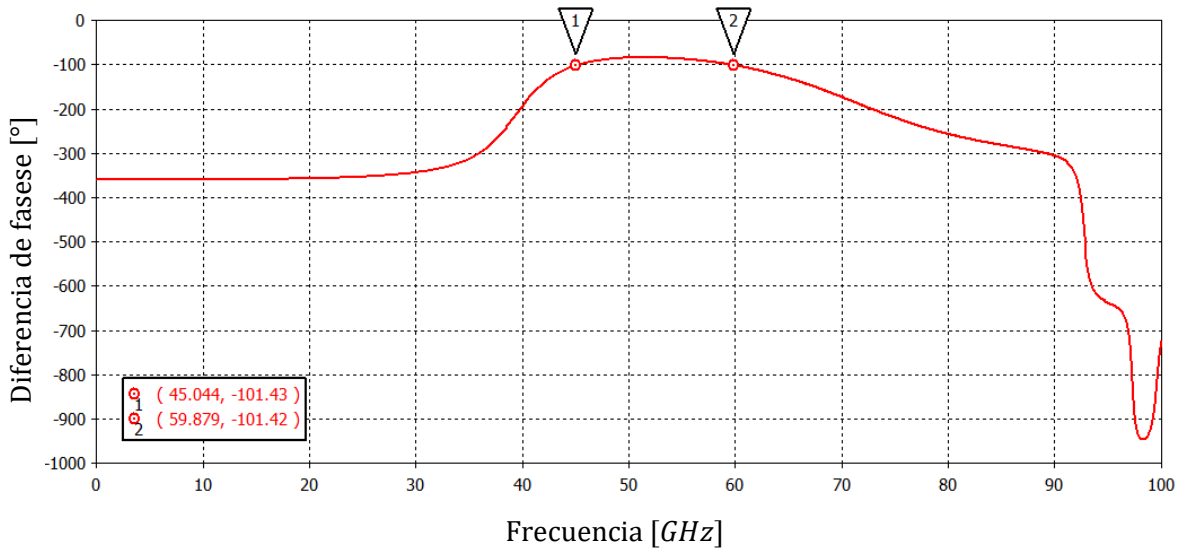


Figura 3.15. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase.

Después de verificar que sí es posible llegar a los resultados deseados utilizando tres postes, procederemos a darle solución al problema de exceder la tolerancia de fabricación, insertando un par de ranuras a la estructura, en virtud de poder incrementar la longitud de los postes centrales. Estas ranuras se insertarán en el disco metálico central.

3.5 Simulación del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

En este caso se agregó un parámetro que permite modificar la longitud de los postes centrales (h_2) de manera independiente a la de los postes de los extremos (h), además se agregó el parámetro r que corresponde al largo de las ranuras. La nomenclatura del resto de los parámetros de la estructura permaneció sin modificaciones. En la figura 3.16 se muestra la geometría de la celda unitaria a simular. Las dimensiones de los parámetros geométricos que ofrecen la respuesta deseada se presentan en la tabla XI.

TABLA XI. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DEL POLARIZADOR CON TRES POSTES METÁLICOS Y RANURAS.

Parámetro	Valor [mm]
d	0.025
h	0.6314
l	2.7
r_{ext}	1.2141
r_{int}	0.5311
s	0.1
t	0.010
w	0.01
r	0.18
h_2	0.775

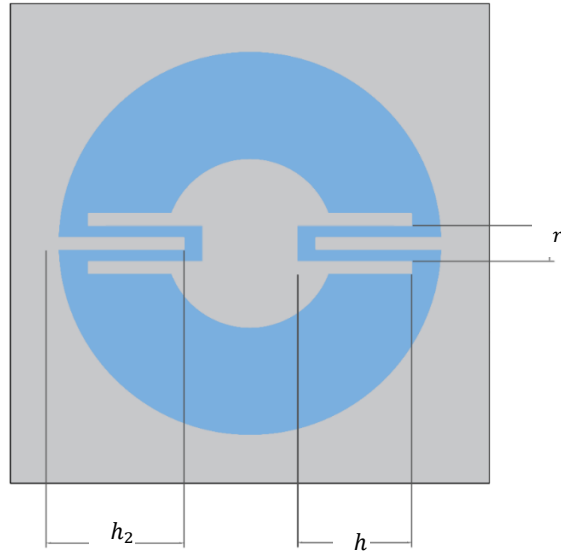


Figura 3.16. Geometría de la celda unitaria del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

La respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para las componentes vertical y horizontal, se muestra en las figuras 3.17 y 3.18, respectivamente.

Como ya se mencionó, además de cumplir con las frecuencias de resonancia, se debe cumplir con los anchos de banda. En la tabla XII, se muestra la comparación de los anchos de banda obtenidos con MWO y con el software de simulación electromagnética para las diferentes componentes de la onda a diferentes magnitudes de referencia.

TABLA XII. COMPARACIÓN DE ANCHOS DE BANDA OBTENIDOS EN MWO Y EN EL SOFTWARE DE SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA PARA LAS DIFERENTES COMPONENTES DE LA ONDA.

Magnitud de referencia [dB]	Ancho de banda obtenido en MWO [GHz]		Ancho de banda obtenido en el software de simulación electromagnética [GHz]	
	Componente E_{\perp}	Componente E_{\parallel}	Componente E_{\perp}	Componente E_{\parallel}
-20 dB	4.6	1.2	3.585	1.408
-10 dB	15.1	4	11.776	4.642

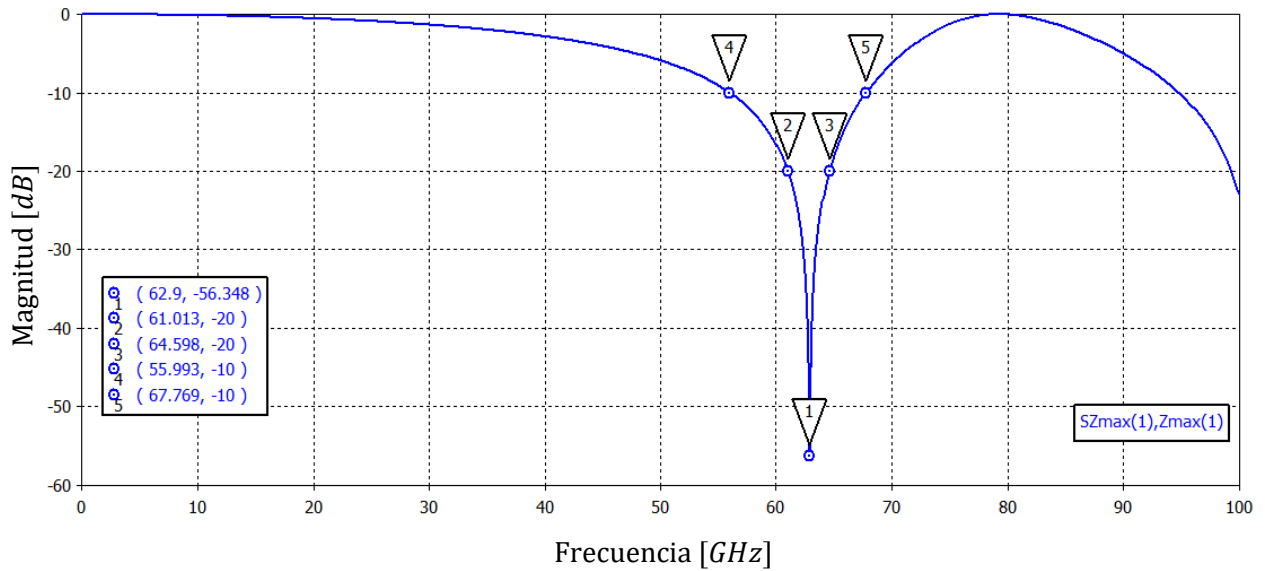


Figura 3.17. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente vertical (E_{\perp}).

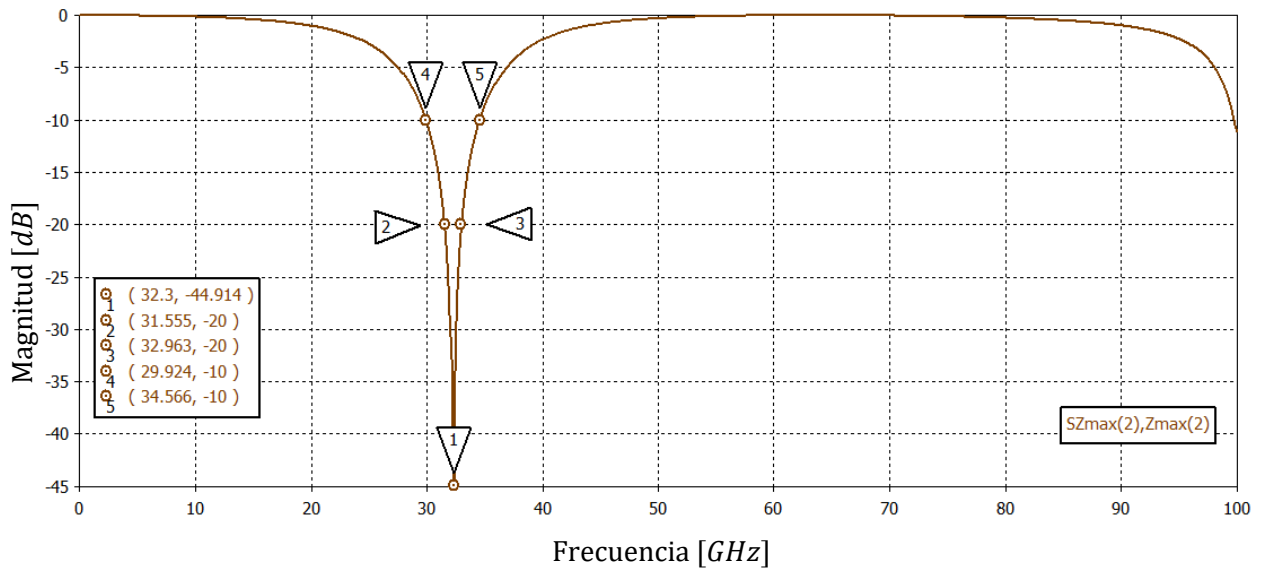


Figura 3.18. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la componente horizontal (E_{\parallel}).

Como se puede observar en la tabla XII, los resultados obtenidos en ambos simuladores concuerdan para la componente horizontal, pero para la componente vertical esto no sucede, sin embargo, se procederá a calcular la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada.

3.5.1 Cálculo del nivel de polarización cruzada.

En la figura 3.19 se muestra que la respuesta en frecuencia del nivel de polarización no cumple con el objetivo en la banda de 44.1 a 57.053 GHz, por lo que la geometría simulada no es la adecuada, a pesar de haber sido sintonizada y de que la razón axial

es menor a 3 dB en el rango de 39.281 – 65.336 GHz (figura 3.20) y de tener una diferencia de fase entre las componentes de $270^\circ \pm 11.42^\circ$ (figura 3.21).

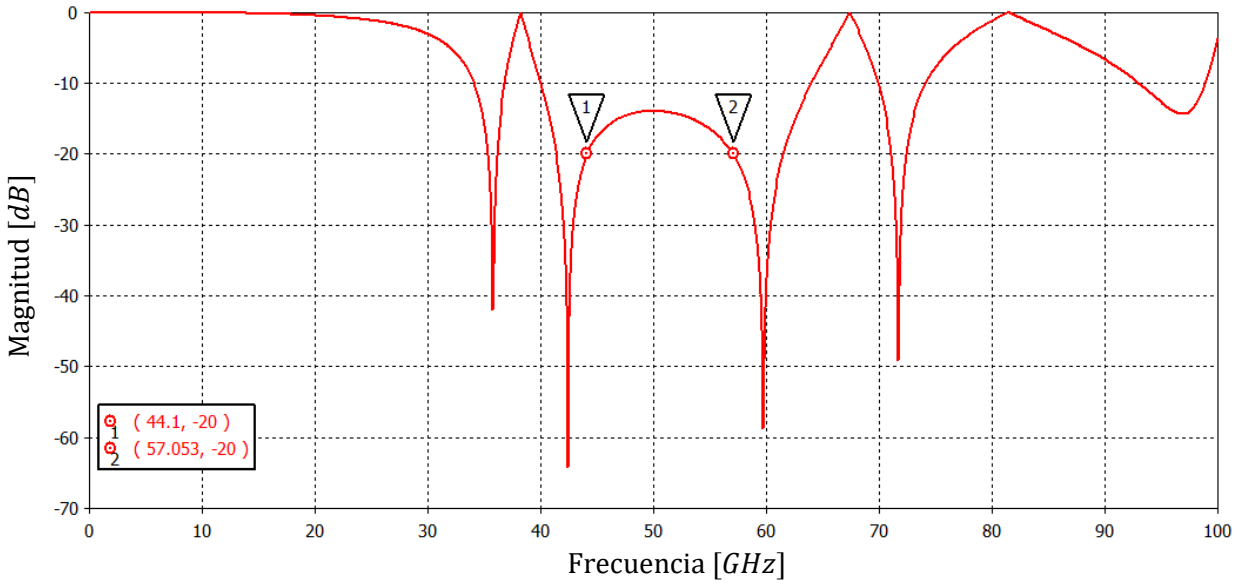


Figura 3.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

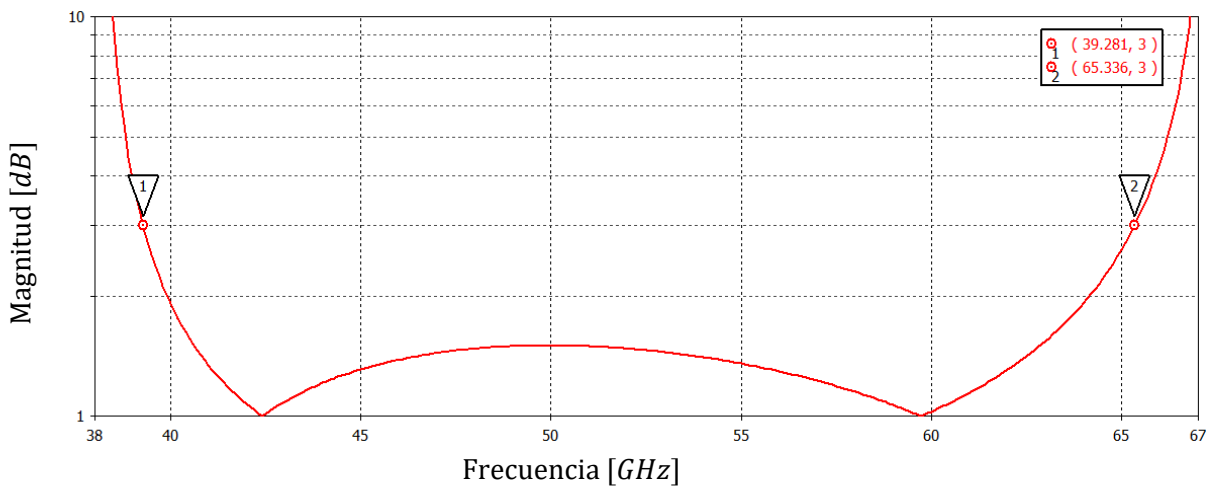


Figura 3.20. Respuesta en frecuencia de la razón axial del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

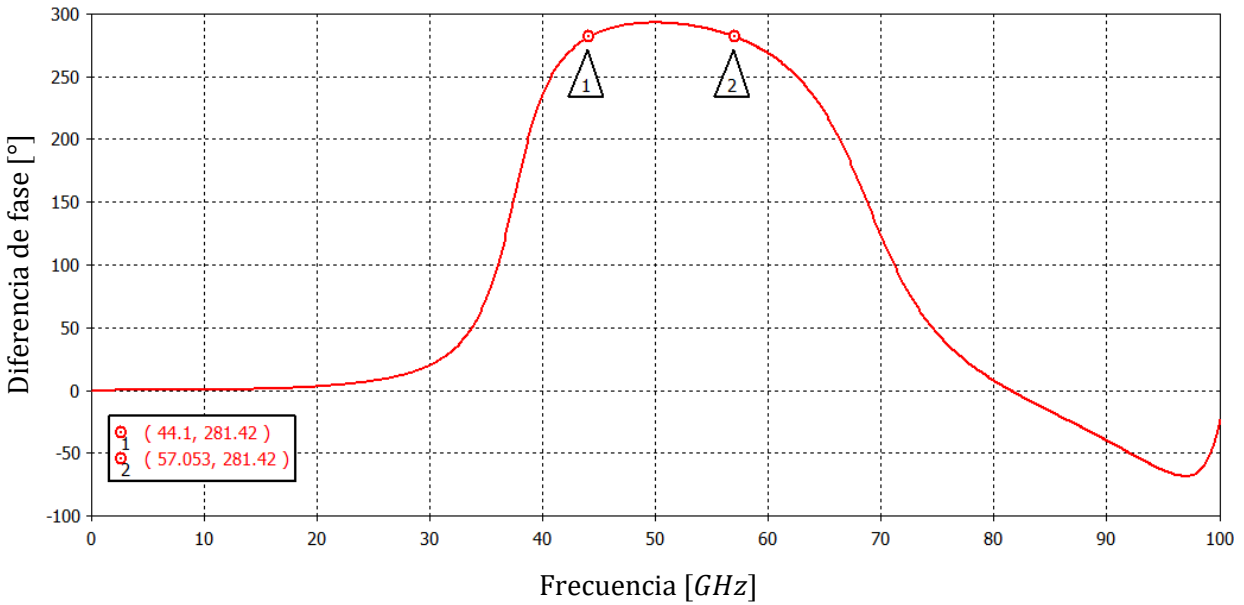


Figura 3.21. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

3.6 Optimización de los parámetros del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

Debido a la dificultad para sintonizar la estructura manualmente y que no se obtuvieron los resultados deseados, se utilizó la herramienta de optimización automática del software de simulación electromagnética. Los parámetros a optimizar fueron:

- h , longitud de los postes extremos,
- r_{ext} , radio exterior,
- r_{int} , radio interior y
- s_2 , separación entre arreglo de anillos y placa metálica.

Para cada uno de los parámetros se definió un intervalo de posibles valores que cumplieran con la tolerancia de la tecnología de fabricación, en la tabla XIII se presentan estos intervalos.

TABLA XIII. INTERVALOS DE VALORES PARA LOS PARÁMETROS OPTIMIZADOS.

Parámetro	Límite inferior [mm]	Límite superior [mm]
h	0.4	0.7
r_{ext}	1.2	1.3
r_{int}	0.5	0.67
s_2	0.6	1.119

El algoritmo que se utilizó para la optimización fue el “Genetic” y se fijaron las metas de optimización de tal manera que el nivel de polarización cruzada fuera menor a -20 dB y a -30 dB en el mayor ancho de banda posible en el rango de frecuencias de 45 a 60 GHz.

3.6.1 Optimización de los parámetros para obtener una $CP \leq -20\text{ dB}$.

Las dimensiones geométricas que proporcionan la mejor respuesta posible durante el proceso de optimización se presentan en la tabla XIV.

TABLA XIV. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DEL POLARIZADOR CON TRES POSTES METÁLICOS Y RANURAS PARA LA OBTENCIÓN DE UNA $CP \leq -20\text{ dB}$.

Parámetro	Valor [mm]
d	0.025
h	0.529
l	2.7
r_{ext}	1.2537
r_{int}	0.50213
s	0.1
t	0.010
w	0.01
r	0.18
h_2	0.775
s_2	0.95681

En la figura 3.22, se observa que el nivel de polarización cruzada es menor a -20 dB en un rango de frecuencias de 44.41 a 59.713 GHz, obteniendo un ancho de banda de 15.303 GHz.

En la figura 3.23, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial, que es menor a 3 dB en el rango de frecuencias de 41.084 – 66.521 GHz.

En la figura 3.24, se muestra la respuesta en frecuencia de la diferencia de fase entre las componentes de la onda reflejada, que toma un valor de $270^\circ \pm 11.42^\circ$, en el mismo ancho de banda que en el caso anterior.

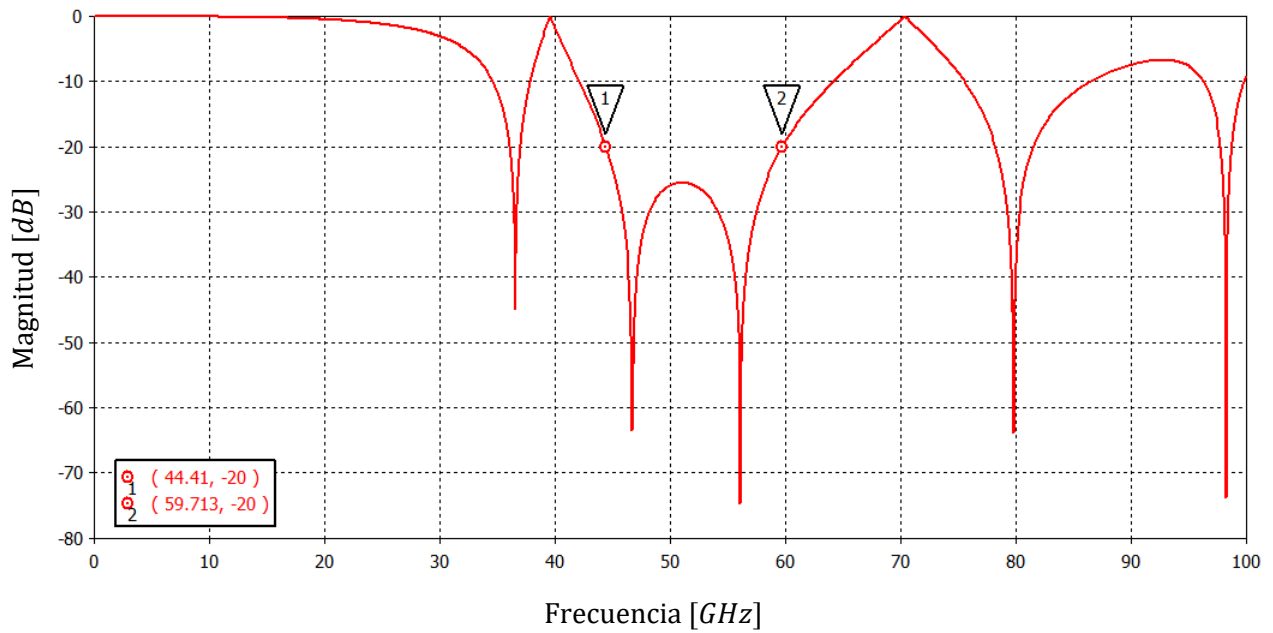


Figura 3.22. Respuesta en frecuencia optimizada del nivel de polarización cruzada (≤ -20 dB) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

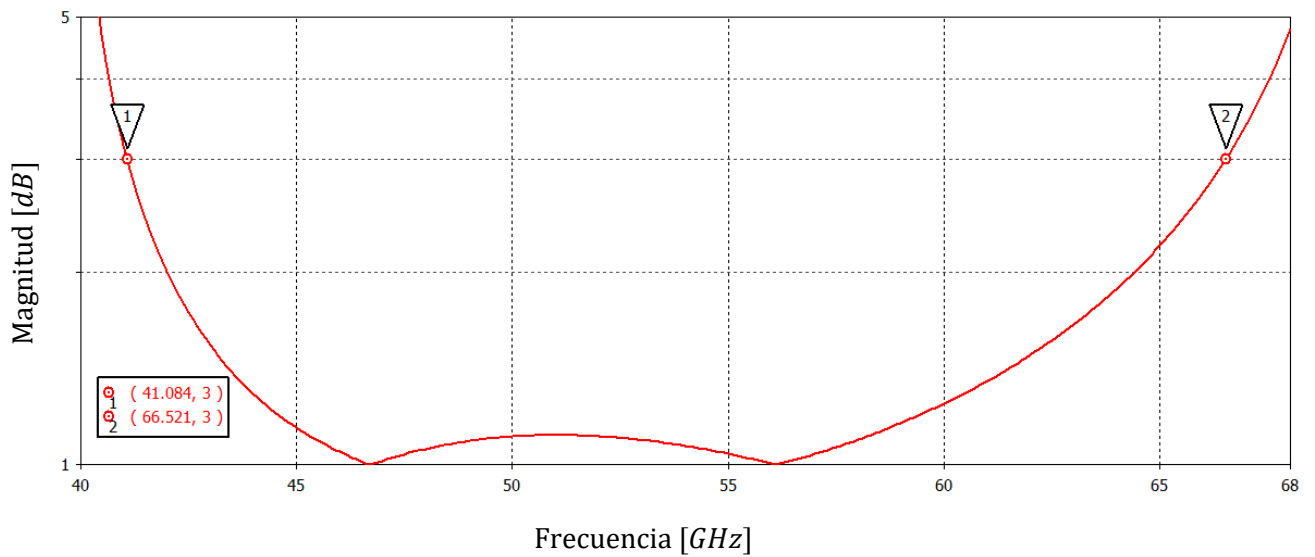


Figura 3.23. Respuesta en frecuencia de la razón axial para el polarizador optimizado ($CP \leq -20$ dB) con tres postes metálicos y ranuras.

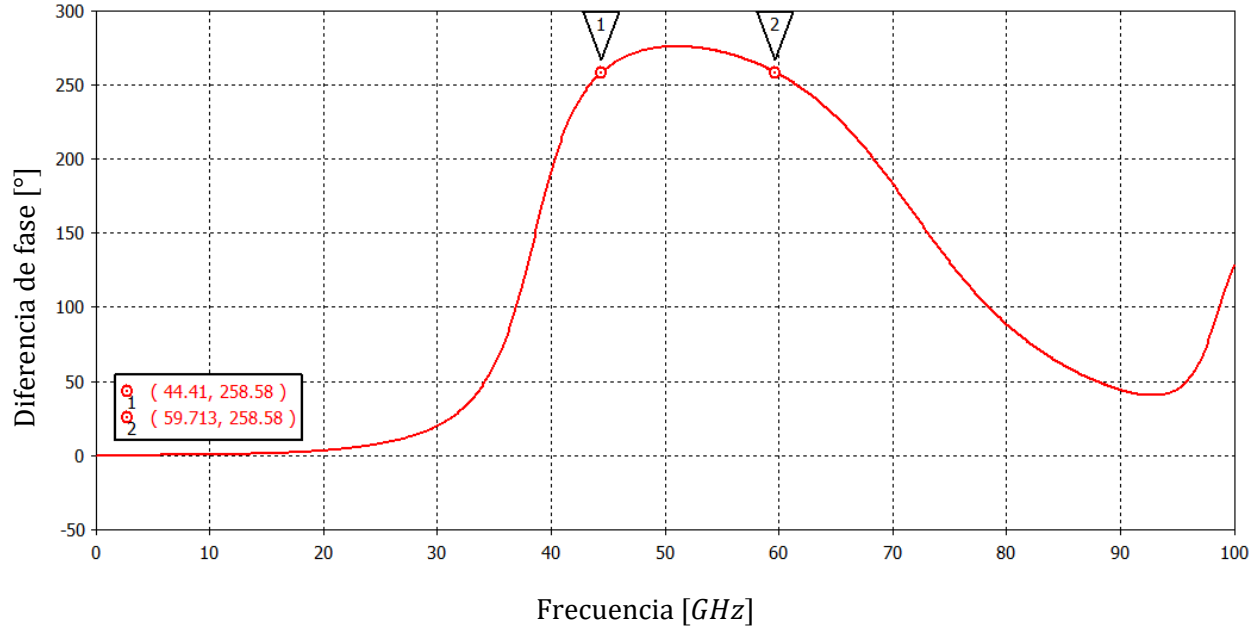


Figura 3.24. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase ($CP \leq -20 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

3.6.2 Optimización de los parámetros para obtener una $CP \leq -30 \text{ dB}$.

Las dimensiones geométricas que proporcionan la mejor respuesta posible durante el proceso de optimización se presentan en la tabla XV.

TABLA XV. PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DEL POLARIZADOR CON TRES POSTES METÁLICOS Y RANURAS PARA LA OBTENCIÓN DE UNA $CP \leq -30 \text{ dB}$.

Parámetro	Valor [mm]
d	0.025
h	0.51522
l	2.7
r_{ext}	1.2424
r_{int}	0.59495
s	0.1
t	0.010
w	0.01
r	0.18
h_2	0.775
s_2	0.7765

En la figura 3.25, se observa que el nivel de polarización cruzada es menor a -30 dB en un rango de frecuencias de 49.089 a 56.483 GHz, obteniendo un ancho de banda de 7.394 GHz.

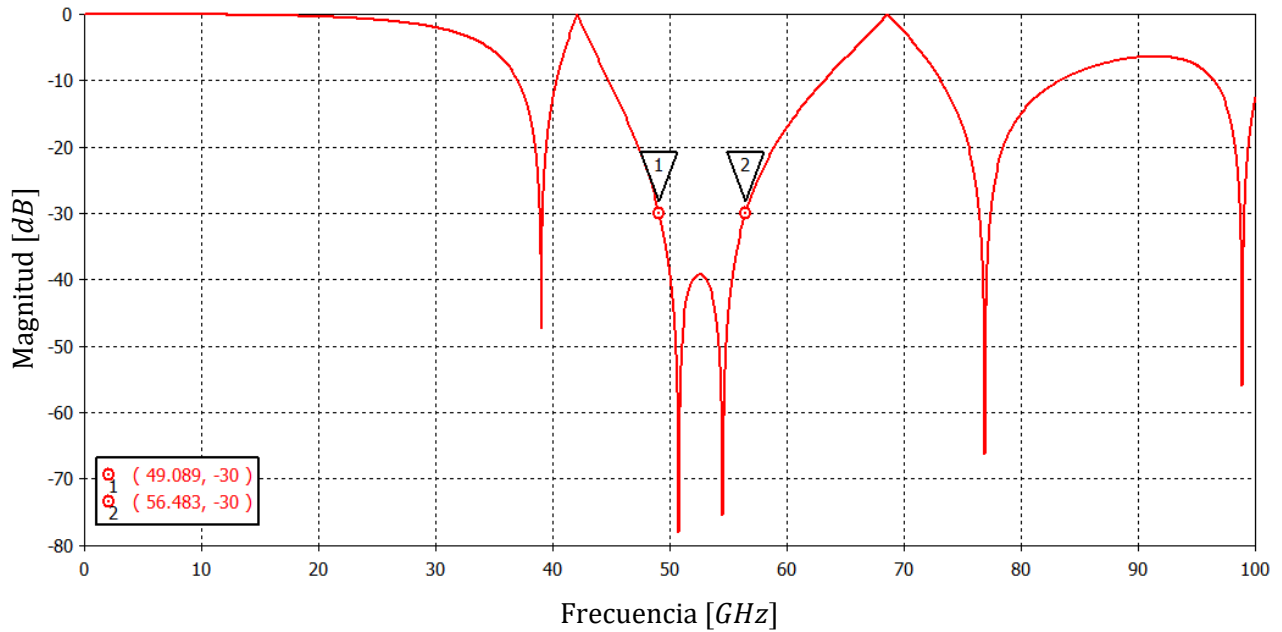


Figura 3.25. Respuesta en frecuencia optimizada del nivel de polarización cruzada (≤ -30 dB) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

En la figura 3.26, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial, que es menor a 3 dB en el rango de frecuencias de 43.671 – 65.275 GHz.

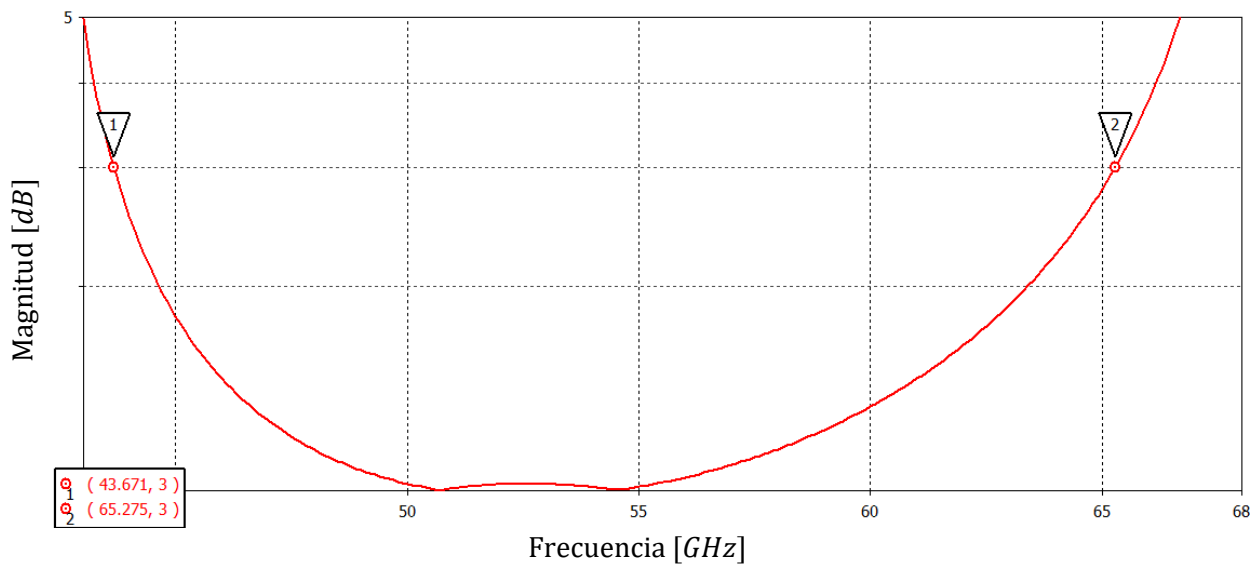


Figura 3.26. Respuesta en frecuencia de la razón axial ($CP \leq -30$ dB) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

En la figura 3.27, se muestra la respuesta en frecuencia de la diferencia de fase entre las componentes de la onda reflejada, que toma un valor de $270^\circ \pm 3.62^\circ$, en el mismo ancho de banda que en el caso anterior.

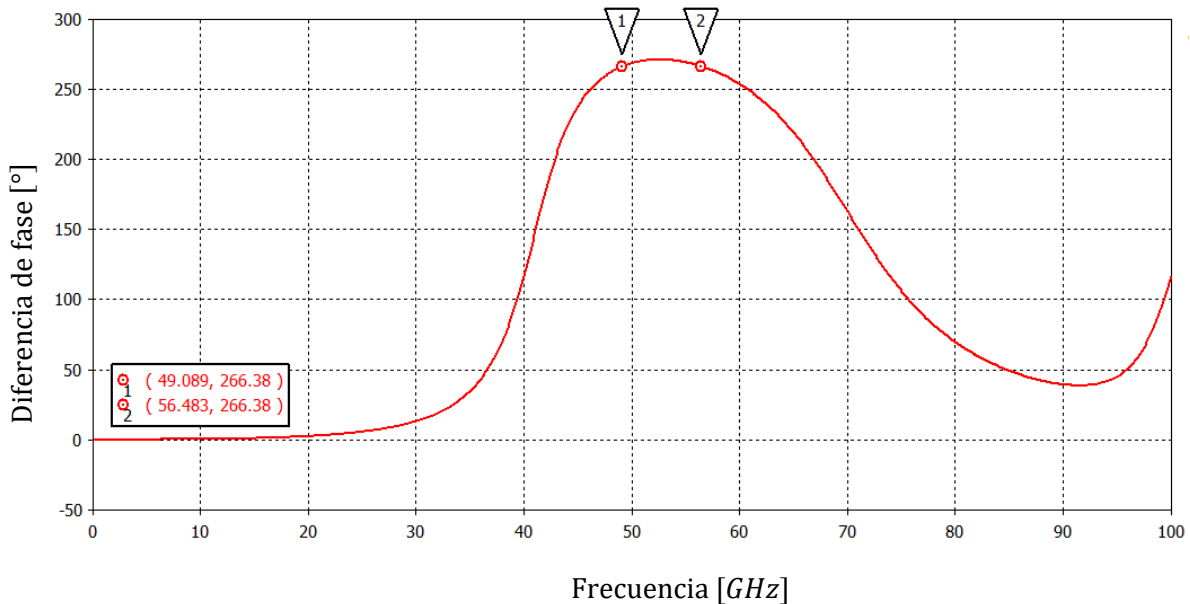


Figura 3.27. Respuesta en frecuencia de la diferencia de fase ($CP \leq -30 \text{ dB}$) del polarizador con tres postes metálicos y ranuras.

3.7 Conclusiones del capítulo.

- I. Se simuló y sintonizó la estructura del anillo resonante, confirmando su naturaleza de filtro paso banda. Posteriormente, se insertaron dos postes metálicos a cada lado del anillo. Se encontró que la capacitancia generada por los postes no era suficiente para hacer resonar la estructura en la frecuencia deseada para la componente horizontal.
- II. Debido a los resultados obtenidos en el punto anterior, se procedió a agregar un poste a cada lado del anillo. Durante el proceso de sintonización de la pieza, se observó que se excedían los límites de tolerancia de la tecnología de fabricación, sin embargo, se continuó con este proceso para verificar si era posible obtener la respuesta deseada con este número de postes. Los resultados de la simulación, arrojaron que se puede alcanzar un nivel de polarización cruzada menor a -20 dB , en un ancho de banda de 14.835 GHz con una diferencia de fase entre 263° y 281° .
- III. Una vez que se verificó que la estructura con tres postes podía ofrecer la respuesta deseada, se procedió a buscar la manera de modificar la estructura en virtud de respetar la tolerancia de la tecnología de fabricación; para esto, se añadieron un par de ranuras en el disco metálico central. Posteriormente se sintonizó la estructura y se encontró que a pesar de que la estructura cumple con las frecuencias de resonancia deseadas, su nivel de polarización cruzada es mayor que -20 dB , en el rango de frecuencias de 44.1 a 57.053 GHz .
- IV. Debido a que añadir las ranuras sea un proceso más complicado, se procedió a ocupar la herramienta de optimización automática del software de simulación

electromagnética, fijando como meta que el nivel de polarización cruzada fuera menor a -20 dB y a -30 dB en el mayor ancho de banda posible dentro del rango de 40 a 60 GHz . El algoritmo empleado fue de tipo genético y los parámetros que se optimizaron fueron los radios interior y exterior del anillo, la longitud de los postes exteriores y, la separación entre la placa del arreglo y el reflector.

V. Los resultados de la optimización arrojaron que:

- Para $CP \leq -20 \text{ dB}$, este valor se cumple en el rango de 44.41 a 59.713 GHz ($BW = 15.303 \text{ GHz}$) con una diferencia de fase de $270^\circ \pm 11.42^\circ$.
- Para $CP \leq -30 \text{ dB}$, este valor se cumple en el rango de 49.089 a 56.483 GHz ($BW = 7.394 \text{ GHz}$) con una diferencia de fase de $270^\circ \pm 3.62^\circ$.

VI. De acuerdo a los resultados obtenidos del proceso de optimización, se observa que entre menor sea el nivel de polarización cruzada, menor es el ancho de banda y menor es el error en fase.

15

4 Efecto de la variación de los ángulos de incidencia.

Es una práctica común, evaluar el desempeño de las estructuras periódicas cuando varían las condiciones de la onda incidente, esto quiere decir, variar tanto el ángulo de elevación (θ) y el ángulo de azimut (ϕ). En este capítulo se presentan los resultados de la simulación del polarizador considerando diferentes valores para estos ángulos.

4.1 Efecto del cambio de los ángulos de incidencia sobre el nivel de polarización cruzada.

Se consideran tres casos principales, cuando ϕ toma valores de 0° , 45° y 90° , para cada uno de ellos θ tomará diferentes valores.

Para evaluar el efecto de estos cambios sobre el nivel de polarización cruzada, se deben retomar las ecuaciones 3-2 y 3-3 que definen los desplazamientos de fase provocados por la estructura, y las ecuaciones 3-18, 3-19, 3-28 y 3-32. Además, se considerarán los modos Floquet que se comportan como ondas planas: $TE_{00}(\Psi_{100})$ y $TM_{00}(\Psi_{200})$, por lo que $m = n = 0$.

- Caso 1: considerando que la onda incide con $\phi = 0^\circ$.

$$\varphi_x = kb \sin \theta \cos 0^\circ = kb \sin \theta$$

$$\varphi_y = kd \sin \theta \sin 0^\circ = 0$$

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} = -k \sin \theta$$

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} = 0$$

$$\Psi_{100} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k \sin \theta \hat{a}_y}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(-kx \sin \theta)}$$

$$\Psi_{200} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{-k \sin \theta \hat{a}_x}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(-kx \sin \theta)}$$

- Caso 2: considerando que la onda incide con $\phi = 90^\circ$

$$\varphi_x = kb \sin \theta \cos 90^\circ = 0$$

$$\varphi_y = kd \sin \theta \sin 90^\circ = kd \sin \theta$$

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} = 0$$

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} = -k \sin \theta$$

$$\Psi_{100} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{-k \sin \theta \hat{a}_x}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(ky \sin \theta)}$$

$$\Psi_{200} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{k \sin \theta \hat{a}_y}{k_{r_{mn}}} \right\} e^{j(ky \sin \theta)}$$

- Caso 3: considerando que la onda incide con $\phi = 45^\circ$

$$\varphi_x = kb \sin \theta \cos 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2} kb \sin \theta$$

$$\varphi_y = kd \sin \theta \sin 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2} kd \sin \theta$$

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} = -\frac{\sqrt{2}}{2} k \sin \theta$$

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} = -\frac{\sqrt{2}}{2} k \sin \theta$$

$$\Psi_{100} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{\sqrt{2} k \sin \theta (-\hat{a}_x + \hat{a}_y)}{2 k_{r_{mn}}} \right\} e^{\frac{\sqrt{2}}{2} j(-kx \sin \theta - ky \sin \theta)}$$

$$\Psi_{200} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left\{ \frac{\sqrt{2} k \sin \theta (\hat{a}_x - \hat{a}_y)}{2 k_{r_{mn}}} \right\} e^{\frac{\sqrt{2}}{2} j(-kx \sin \theta - ky \sin \theta)}$$

En el caso 1 y 2, se observa que los primeros modos de Floquet están polarizados de forma lineal, ya sea vertical u horizontal. En el caso 3, estos modos están polarizados de forma oblicua por lo que el método utilizado para calcular el nivel de polarización cruzada en el capítulo no es útil en este caso.

Para solucionar este problema, se considera que el polarizador es excitado con ondas de polarización circular. De esta forma, la onda reflejada por el polarizador, tendrá que estar polarizada linealmente a $\pm 45^\circ$.

Para este caso, se considera que la onda reflejada tiene la siguiente forma:

$$\frac{\hat{a}_x \pm \hat{a}_y}{\sqrt{2}}$$

Es importante considerar que el software de simulación electromagnética impone un defasamiento de 90° entre las ondas incidentes con polarización circular.

$$\vec{E} = \left[|R_{11}|e^{-j\varphi_{11}} \left(\frac{\hat{a}_x + j\hat{a}_y}{\sqrt{2}} \right) + |T_{21}|e^{-j\varphi_{21}} \left[\left(\frac{\hat{a}_x - j\hat{a}_y}{\sqrt{2}} \right) e^{j90^\circ} \right] \right] \quad (4-1)$$

Donde:

$|R_{11}|$ es la magnitud del coeficiente de reflexión en el puerto 1.

$|T_{21}|$ es la magnitud del coeficiente de transmisión en el puerto 1 al 2.

φ_{11} es la fase del coeficiente de reflexión en el puerto 1.

φ_{21} es la fase del coeficiente de transmisión en el puerto 1 al 2.

La ecuación 4-1 se presenta la onda reflejada en función de los parámetros de reflexión y transmisión.

$$A = \vec{E} \cdot \frac{\hat{a}_x + \hat{a}_y}{\sqrt{2}} = \left(\frac{1}{2} + \frac{j}{2} \right) (|R_{11}|e^{j\varphi_{11}} + |T_{21}|e^{j\varphi_{21}}) \quad (4-2)$$

$$B = \vec{E} \cdot \frac{\hat{a}_x - \hat{a}_y}{\sqrt{2}} = \left(\frac{1}{2} - \frac{j}{2} \right) (|R_{11}|e^{j\varphi_{11}} - |T_{21}|e^{j\varphi_{21}}) \quad (4-3)$$

En la ecuación 4-3 se presenta la relación que hay entre la onda reflejada por el polarizador y la onda de referencia. Retomando la definición del nivel de polarización cruzada, es necesario obtener la relación existente de onda ortogonal a la de referencia y la onda reflejada por el polarizador (4-2).

Por lo tanto, el nivel de polarización cruzada se puede calcular como el cociente de la onda de referencia entre la magnitud de la onda ortogonal.

$$CP = \frac{B}{A} \quad (4-4)$$

4.2 Simulaciones con diferentes ángulos de incidencia.

Para evaluar la respuesta del polarizador ante la variación del ángulo de incidencia, se hizo uso de la herramienta Parameter Sweep. El procedimiento utilizado consistió en dejar fijo el ángulo de azimut (ϕ), mientras se variaba el ángulo de elevación (θ). El ángulo de azimut toma valores de 0° , que equivale a 180° y 360° ; de 45° , que equivale a 135° , 225° y 315° ; y de 90° que equivale a 270° . El ángulo de elevación toma valores entre 0° y 60° , con variaciones de 5° . En la figura 4.1 se muestra cómo están definidos los ángulos ϕ y θ en el software de simulación electromagnética.

Por otro lado, para el caso cuando ϕ es igual a 0° y 90° , se utilizó el mismo método de cálculo que en el capítulo 3.

4.2.1 Polarizador 1: Estructura optimizada con $CP \leq -20 \text{ dB}$.

Para este caso se consideró que cuando el nivel de polarización cruzada supera -20 dB , la respuesta deja de ser óptima.

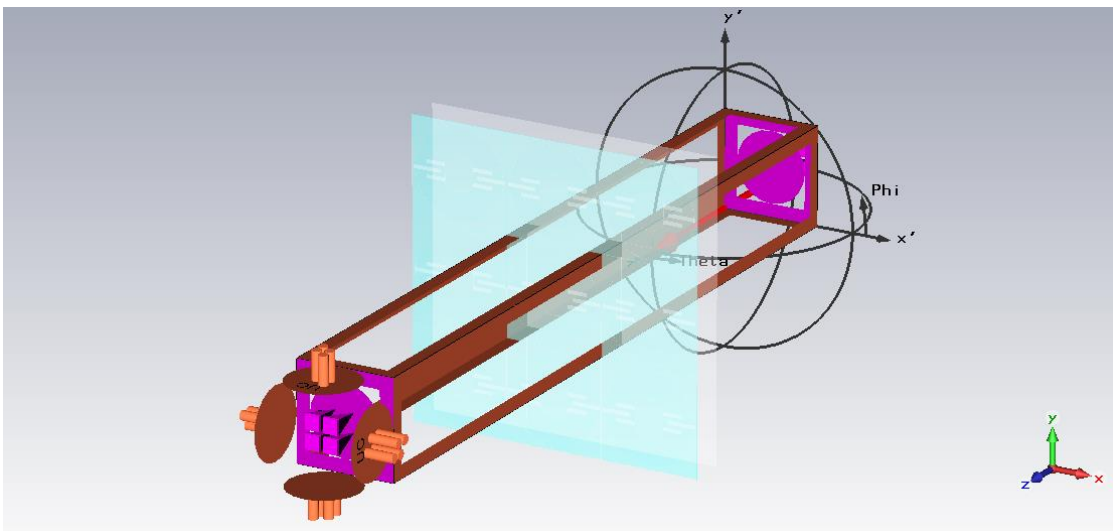


Figura 4.1. Definición de los ángulos ϕ y θ en el software de simulación electromagnética.

4.2.1.1 $\phi = 0^\circ$.

En la figura 4.2 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.3 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.4 y 4.5, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XVI se muestran los resultados de la simulación, se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 20° se obtiene un incremento en el ancho de

banda de 3.377 GHz con respecto al caso en que θ es 0° . Para este caso, la estructura proporciona una $CP \leq -20$ dB cuando $\theta \leq 20^\circ$.

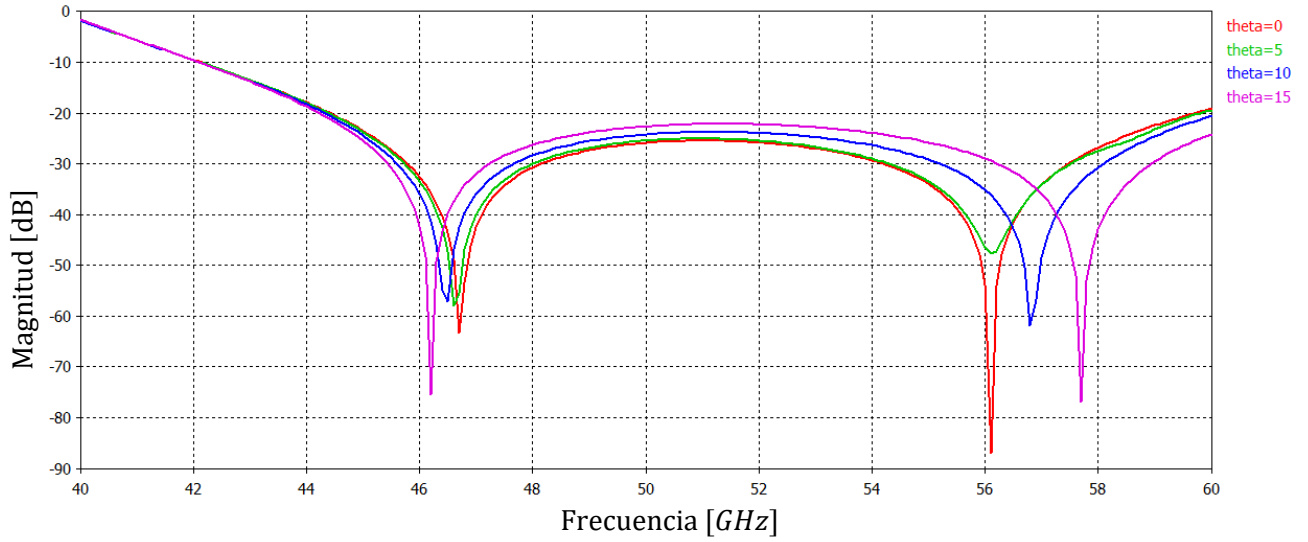


Figura 4.2. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

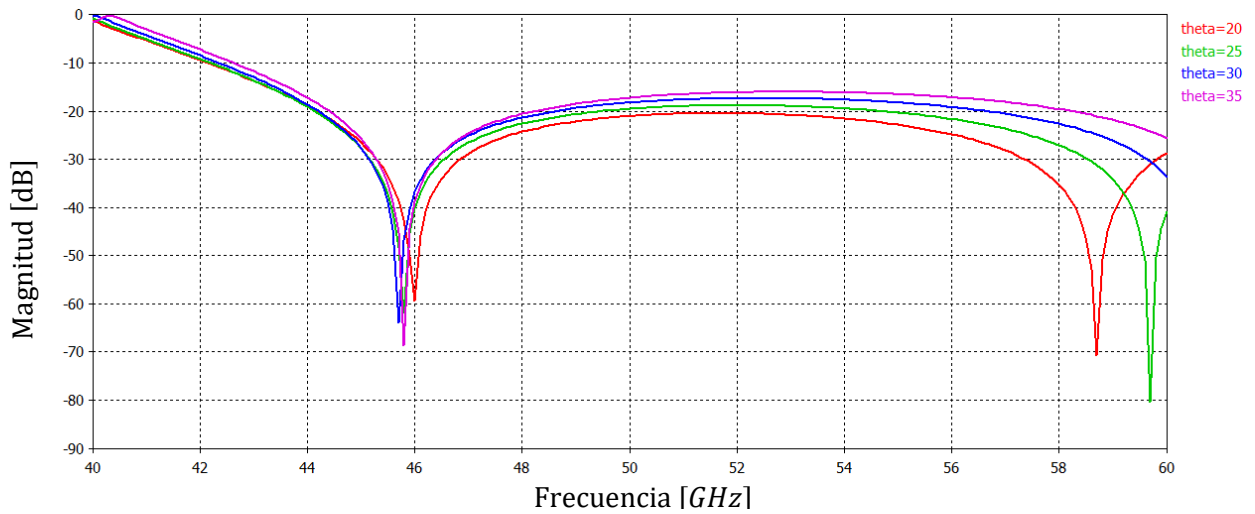


Figura 4.3. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

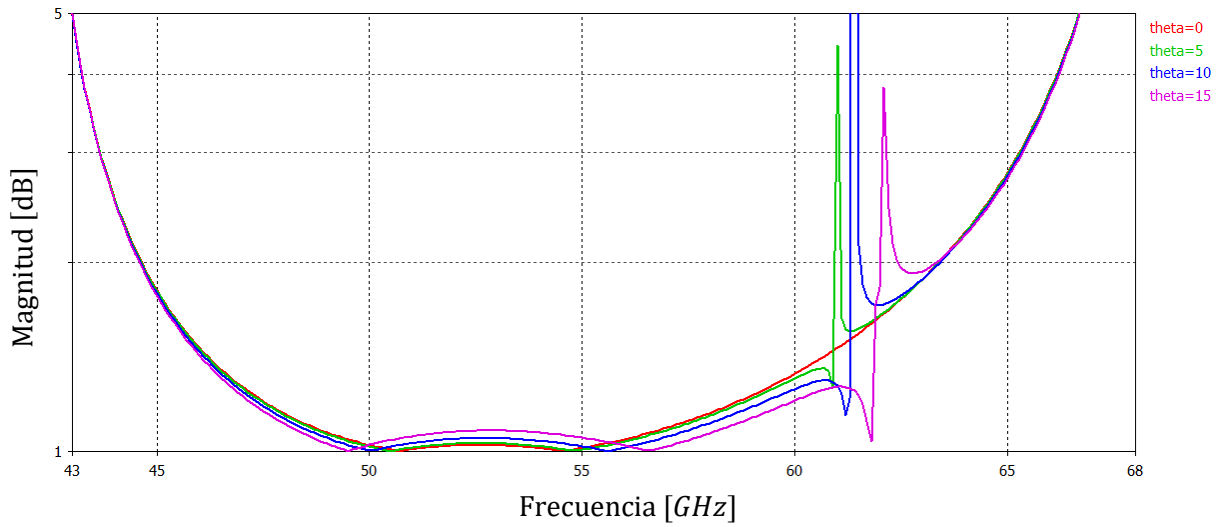


Figura 4.4. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

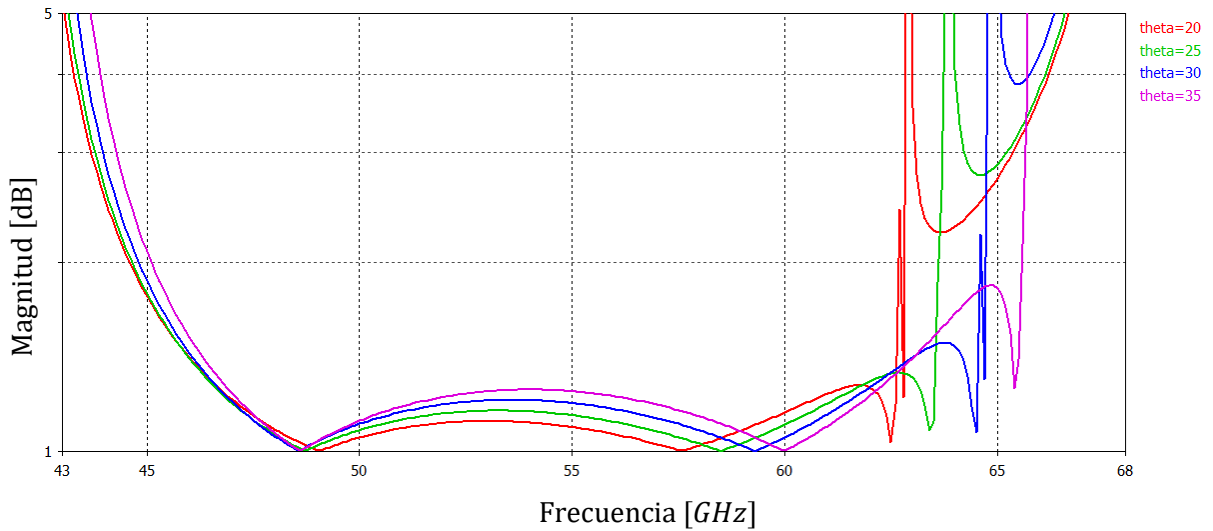


Figura 4.5. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XVI. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 0^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -20$ dB	Ancho de banda [GHz] $AR \leq 3$ dB
0	44.41	59.72	15.31	25.44
5	44.38	59.81	15.43	25.47
10	44.31	60.17	15.86	25.59
15	44.23	62.09	17.86	25.7
20	44.17	62.85	18.68	25.79

4.2.1.2 $\phi = 45^\circ$.

En la figura 4.6 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.7 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.8 y 4.9, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XVII se muestran los resultados de la simulación, se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 20° se obtiene un ancho de banda similar al caso en que θ es 0° . Para este caso, la estructura proporciona una $CP \leq -20 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 20^\circ$.

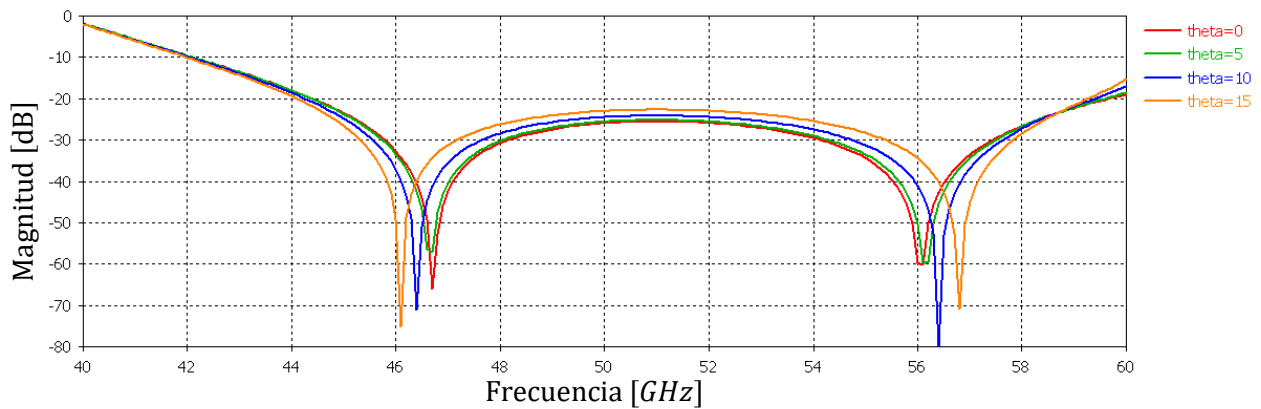


Figura 4.6. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

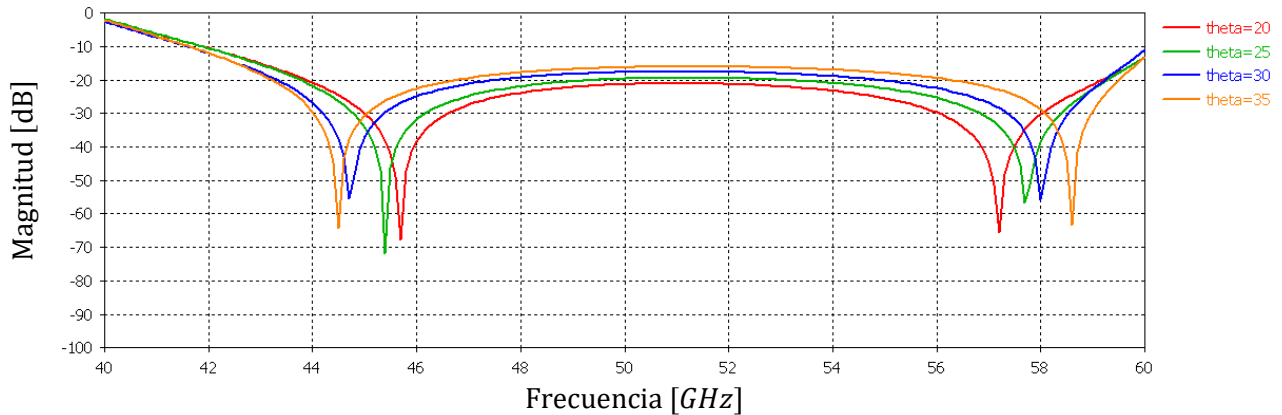


Figura 4.7. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

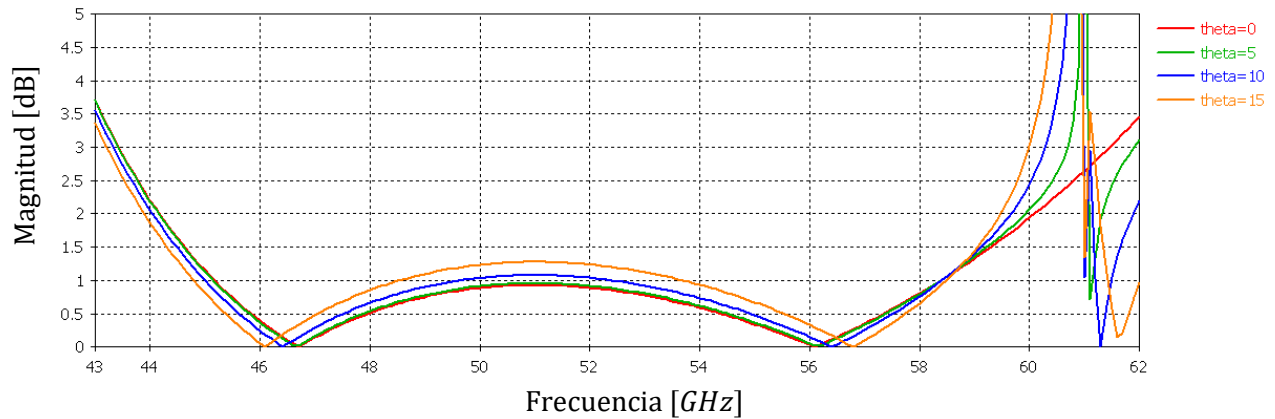


Figura 4.8. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

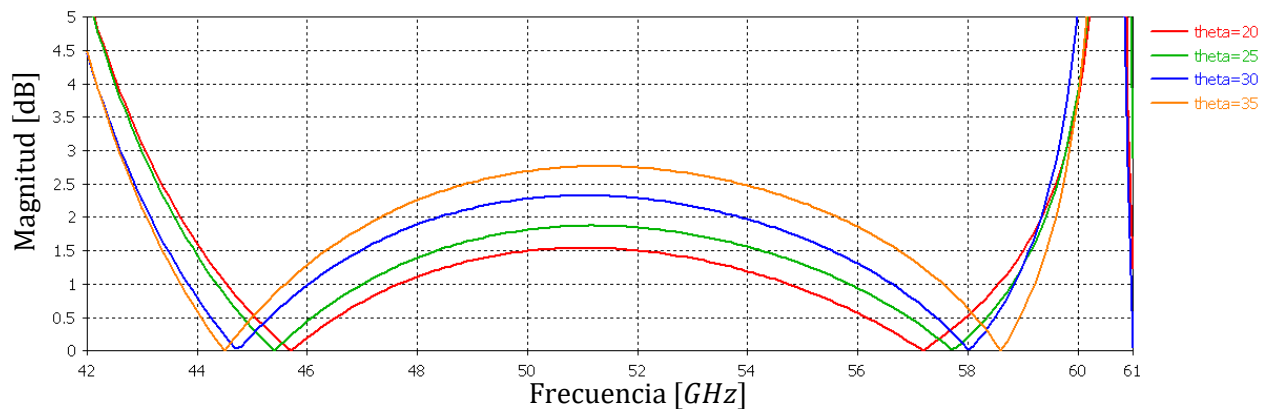


Figura 4.9. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XVII. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 45^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -20$ dB	Ancho de banda [GHz] $AR \leq 3$ dB
0	44.42	59.68	15.26	18.03
5	44.38	59.60	15.22	17.28
10	44.25	59.41	15.14	19.96
15	44.1	59.27	15.16	16.78
20	43.88	59.18	15.30	16.73

4.2.1.3 $\phi = 90^\circ$.

En la figura 4.10 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.11 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.12 y 4.13, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XVIII se muestran los resultados de la simulación, se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 30° se obtiene un decremento en el ancho de banda de 3.34 GHz con respecto al caso en que θ es 0° .

Para este caso, la estructura proporciona una $CP \leq -20 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 30^\circ$.

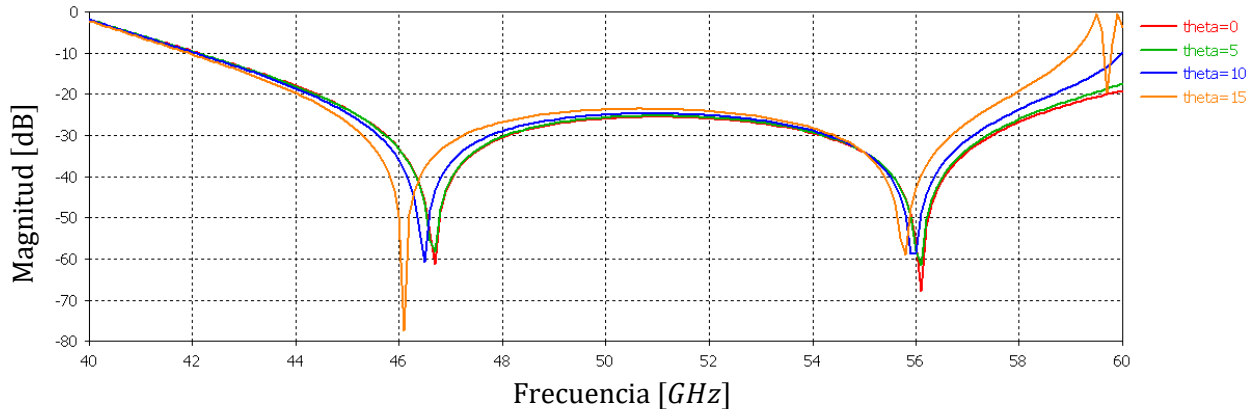


Figura 4.10. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

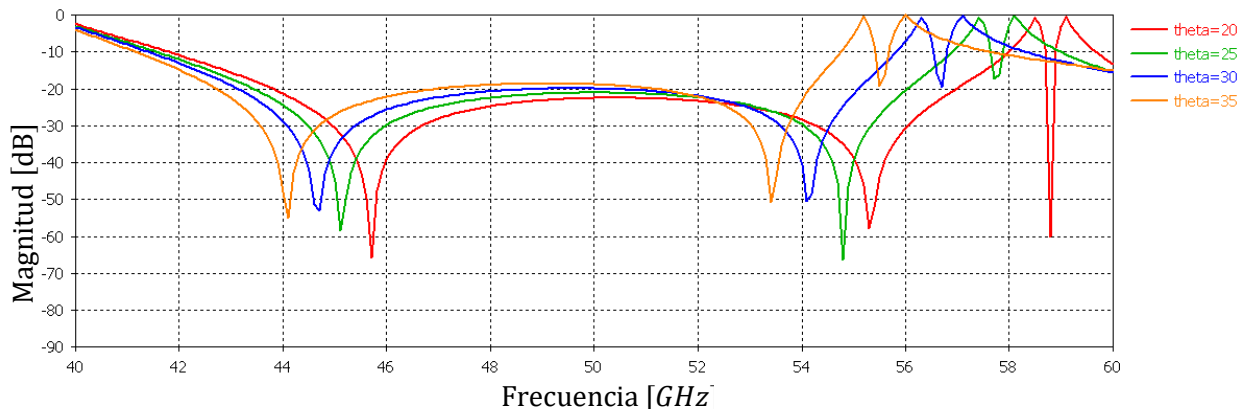


Figura 4.11. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

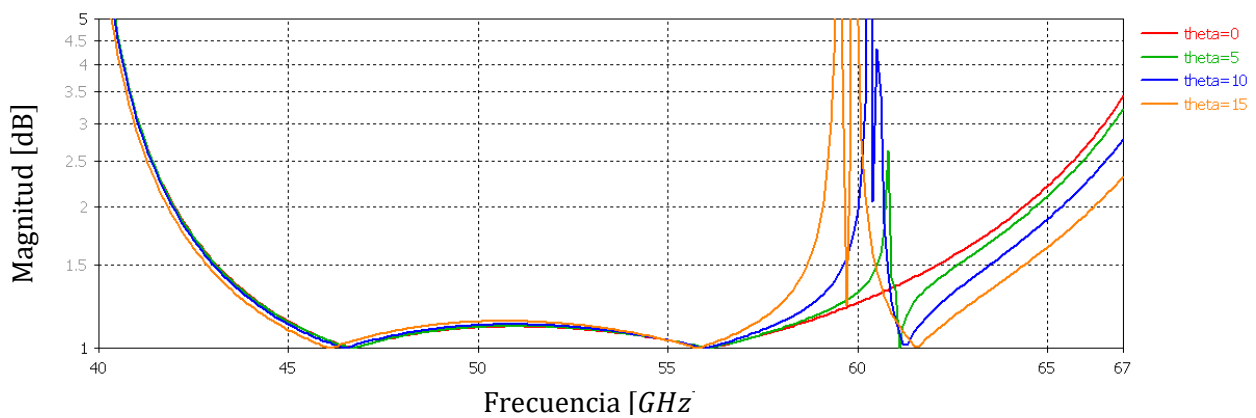


Figura 4.12. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

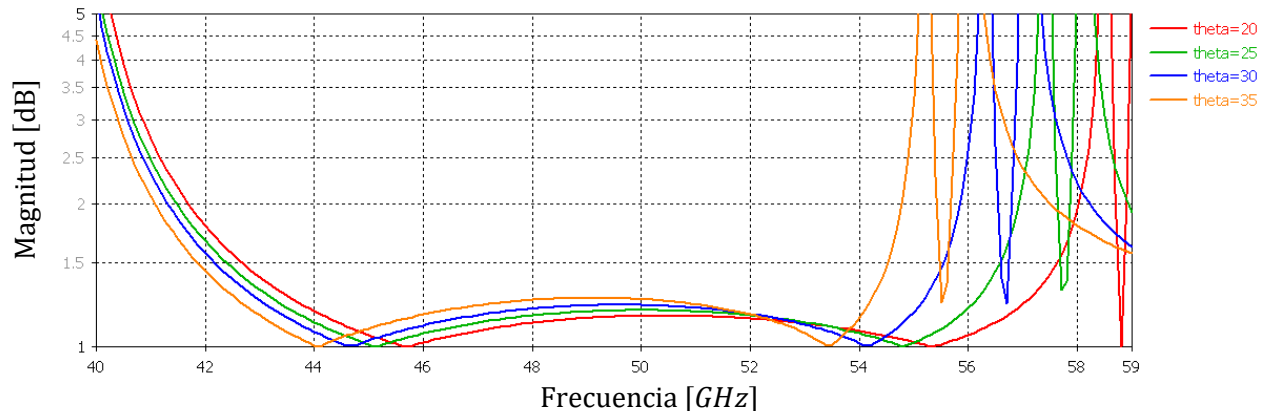


Figura 4.13. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XVIII. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 90^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -20dB$	Ancho de banda [GHz] $AR \leq 3 dB$
0	44.39	59.69	15.30	25.43
5	44.37	59.36	14.99	25.66
10	44.27	58.66	14.39	19.13
15	44.05	57.87	13.75	18.36
20	43.80	56.97	13.17	17.4
25	43.44	56.04	12.61	16.48
30	43.13	55.1	11.96	15.5

4.2.2 Polarizador 2: Estructura optimizada con $CP \leq -30 dB$.

Para este caso se midió el ancho de banda del nivel de polarización cruzada a $-30 dB$ y a $-20 dB$.

4.2.2.1 $\phi = 0^\circ$.

En la figura 4.14 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.15 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.16 y 4.17, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XIX se muestran los resultados de la simulación considerando dos casos:

- $CP \leq -30 dB$:

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 10° se obtiene un incremento en el ancho de banda de 1.068 GHz con respecto al caso en que θ es 0° .

- $CP \leq -20 \text{ dB}$

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 30° se obtiene un incremento en el ancho de banda de 3.195 GHz con respecto al caso en que θ es 0° .

Para este caso, la estructura proporciona la respuesta deseada para $CP \leq -30 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 10^\circ$ y para $CP \leq -20 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 30^\circ$.

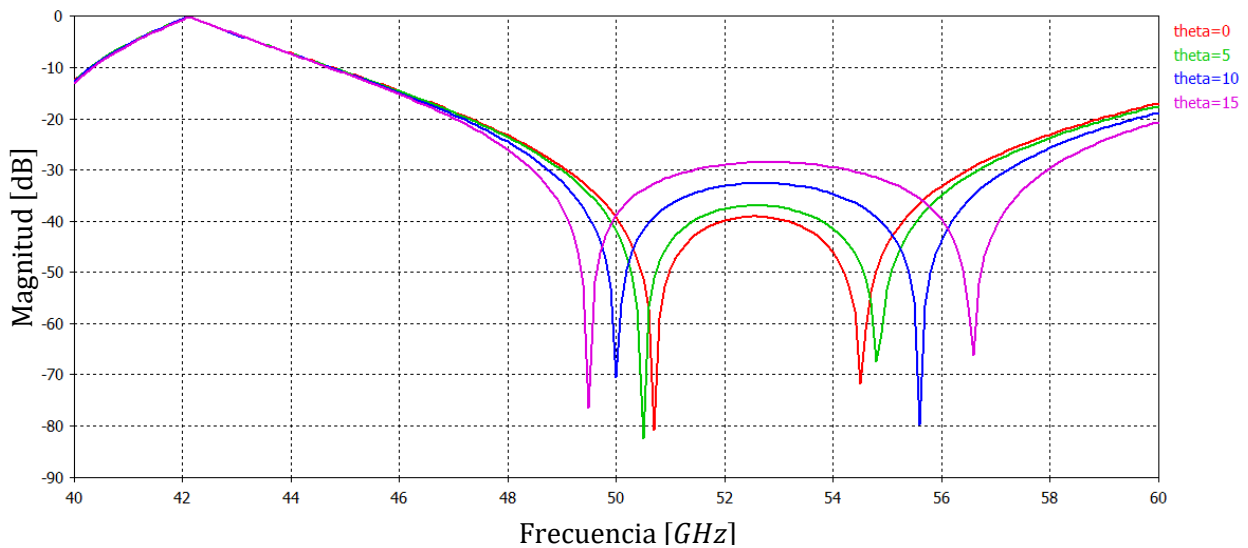


Figura 4.14. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

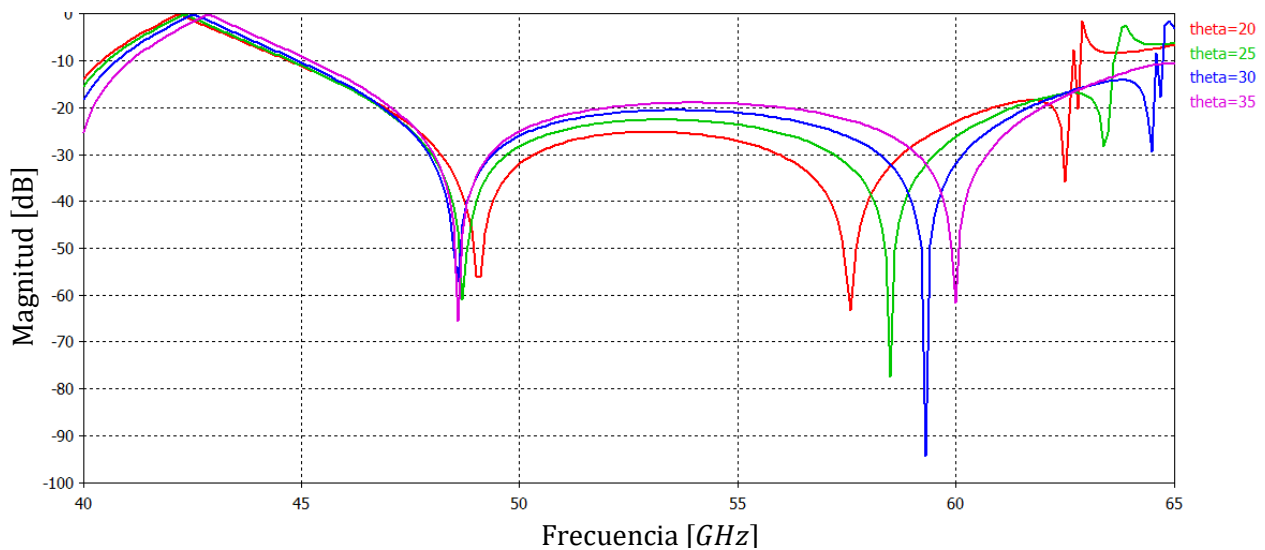


Figura 4.15. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

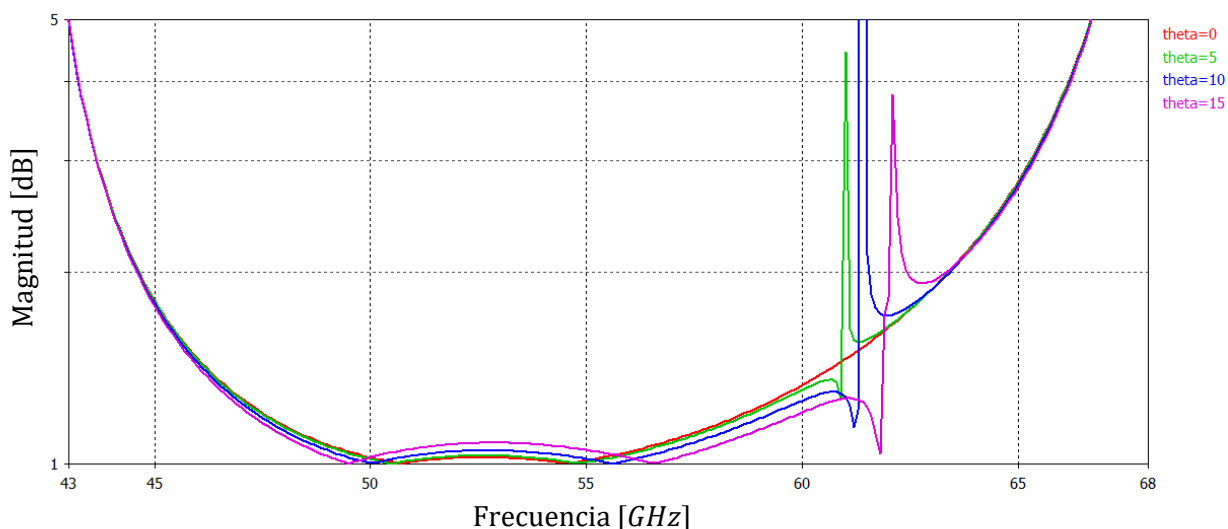


Figura 4.16. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

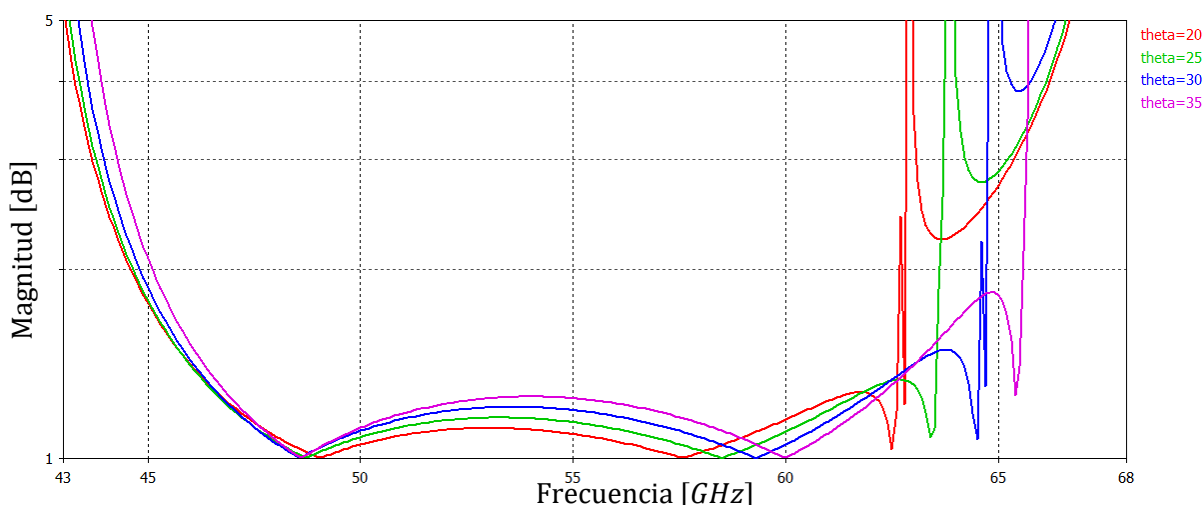


Figura 4.17. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XIX. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 0^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -30 \text{ dB}$	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -20 \text{ dB}$	Ancho de banda [GHz] $AR \leq 3 \text{ dB}$
0	49.09	56.49	7.4	47.32	58.93	11.61	21.6
5	48.99	56.68	7.69	47.28	59.09	11.81	17.3
10	48.76	57.22	8.46	47.17	59.57	12.40	17.67

15	-	-	-	47.03	60.23	13.2	18.41
20	-	-	-	46.92	60.84	13.92	19.15
25	-	-	-	46.83	61.30	14.47	19.94
30	-	-	-	46.87	61.67	14.8	20.78

4.2.2.2 $\phi = 45^\circ$.

En la figura 4.18 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.19 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.20 y 4.21, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XX se muestran los resultados de la simulación considerando dos casos:

- $CP \leq -30 \text{ dB}$:

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 10° se obtiene un incremento en el ancho de banda de 0.587 GHz con respecto al caso en que θ es 0° .

- $CP \leq -20 \text{ dB}$

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 30° se obtiene un ancho de banda similar con respecto al caso en que θ es 0° .

Para este caso, la estructura proporciona la respuesta deseada para $CP \leq -30 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 10^\circ$ y para $CP \leq -20 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 30^\circ$.

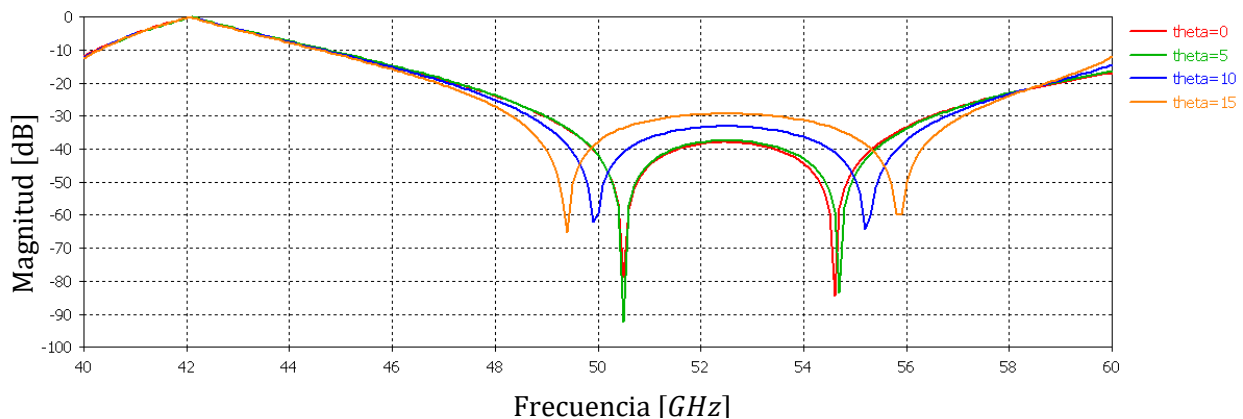


Figura 4.18. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

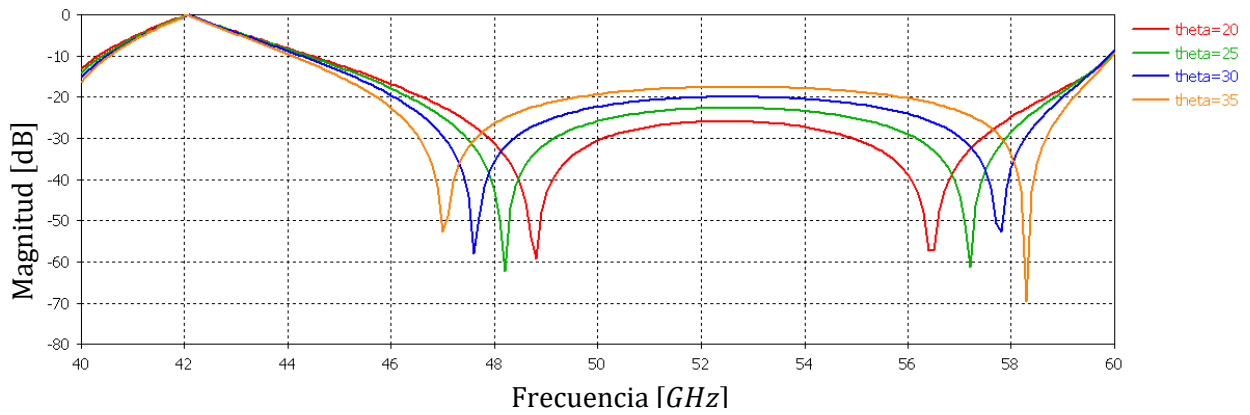


Figura 4.19. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

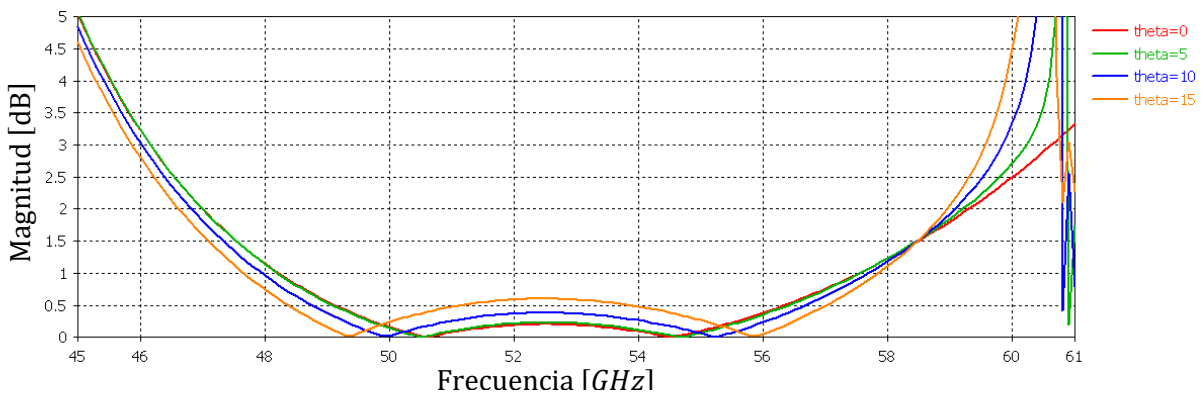


Figura 4.20. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

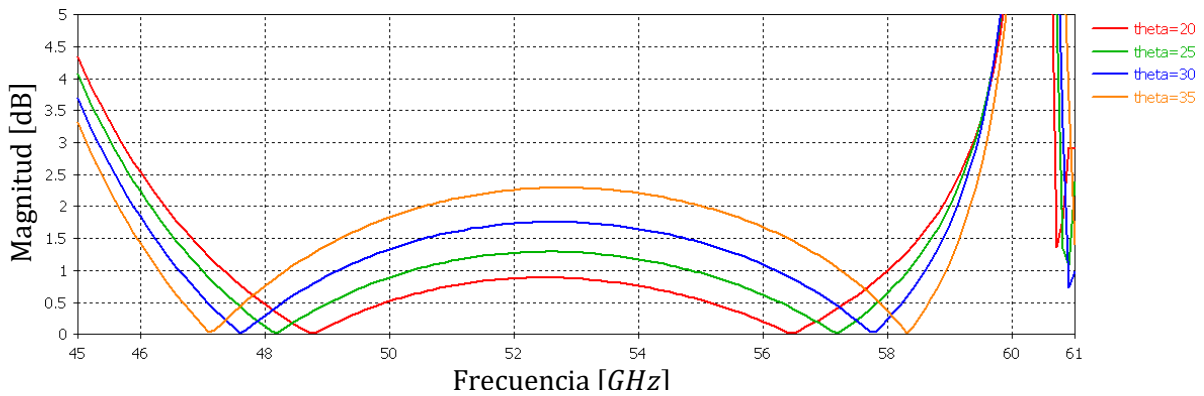


Figura 4.21. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 45^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XX. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 45^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda CP ≤	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz]	Ancho de banda [GHz]
----------------------------------	-----------------------	-----------------------	---------------------	-----------------------	-----------------------	----------------------	----------------------

	-30 dB				CP ≤ -20 dB		AR ≤ 3 dB
	[GHz]						
0	48.96	56.49	7.534	47.22	58.9	11.68	14.46
5	48.98	56.59	7.613	47.26	58.86	11.6	14.05
10	48.67	56.79	8.121	47.07	58.78	11.71	13.82
15	-	-	-	46.86	58.72	11.86	13.7
20	-	-	-	46.61	58.69	12.08	13.66
25	-	-	-	46.35	58.85	12.5	13.85
30	-	-	-	46.07	58	12.07	14.1

4.2.2.3 $\phi = 90^\circ$.

En la figura 4.22 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 0° a 15° . En la figura 4.23 se muestran la respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada cuando θ varía de 20° a 35° . En las figuras 4.24 y 4.25, se muestra la respuesta en frecuencia de la razón axial cuando θ varía de 0° a 15° y de 20° a 35° , respectivamente.

En la tabla XXI se muestran los resultados de la simulación considerando dos casos:

- $CP \leq -30 \text{ dB}$:

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 10° se obtiene un ancho de banda similar respecto al caso en que θ es 0° .

- $CP \leq -20 \text{ dB}$

Se puede observar que cuando el ángulo de elevación θ es igual a 30° se obtiene un decremento en el ancho de banda de 2.946 GHz con respecto al caso en que θ es 0° .

Para este caso, la estructura proporciona la respuesta deseada para $CP \leq -30 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 10^\circ$ y para $CP \leq -20 \text{ dB}$ cuando $\theta \leq 30^\circ$.

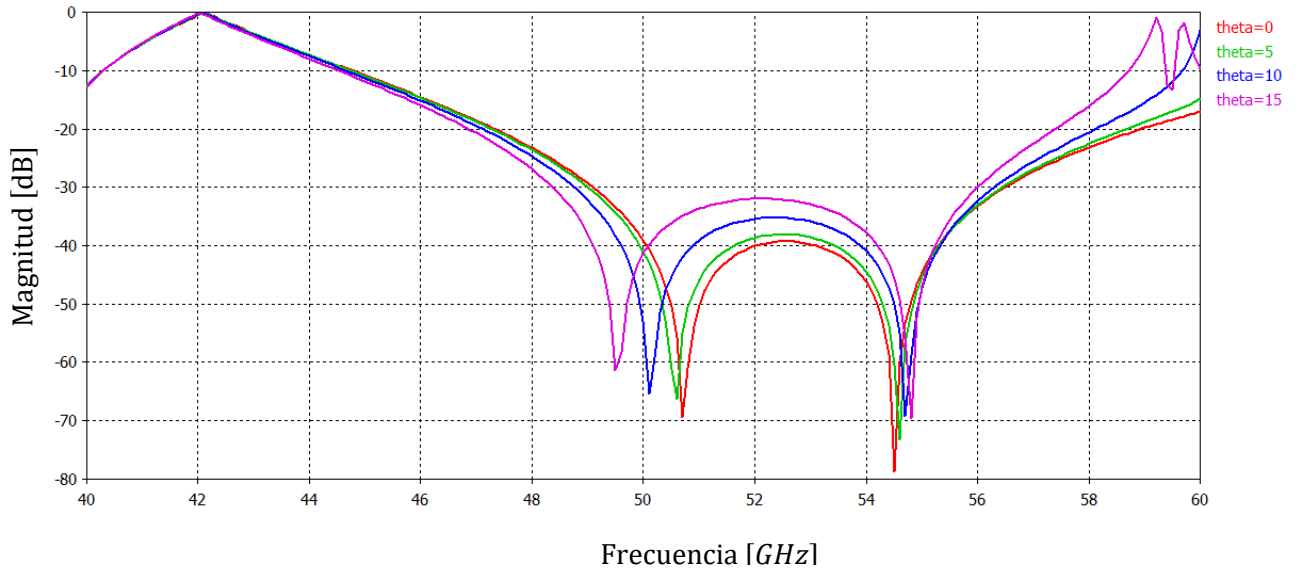


Figura 4.22. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

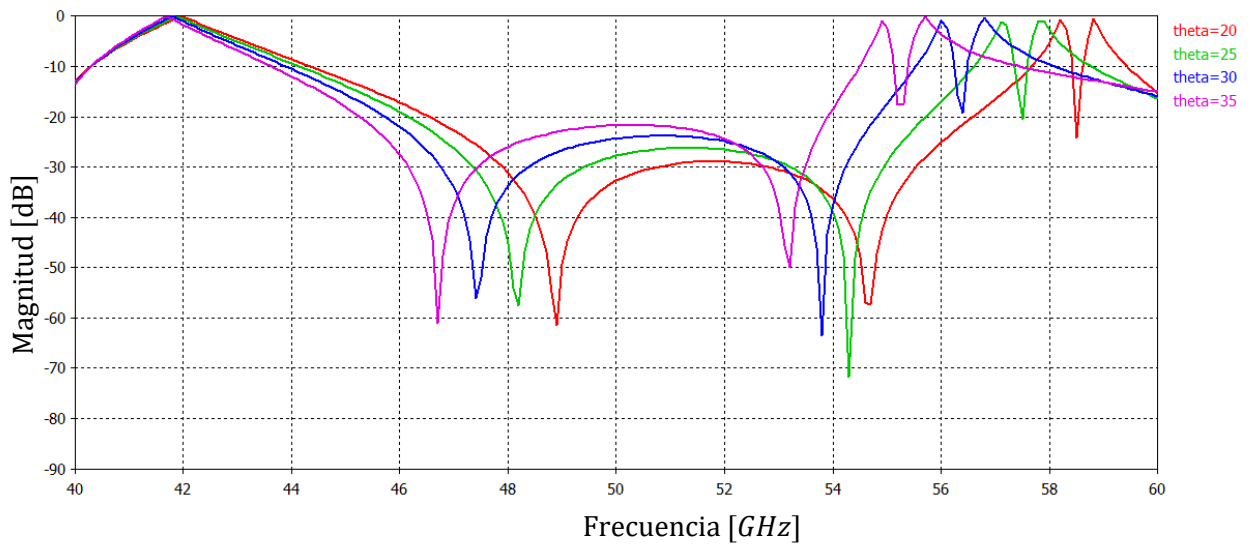


Figura 4.23. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

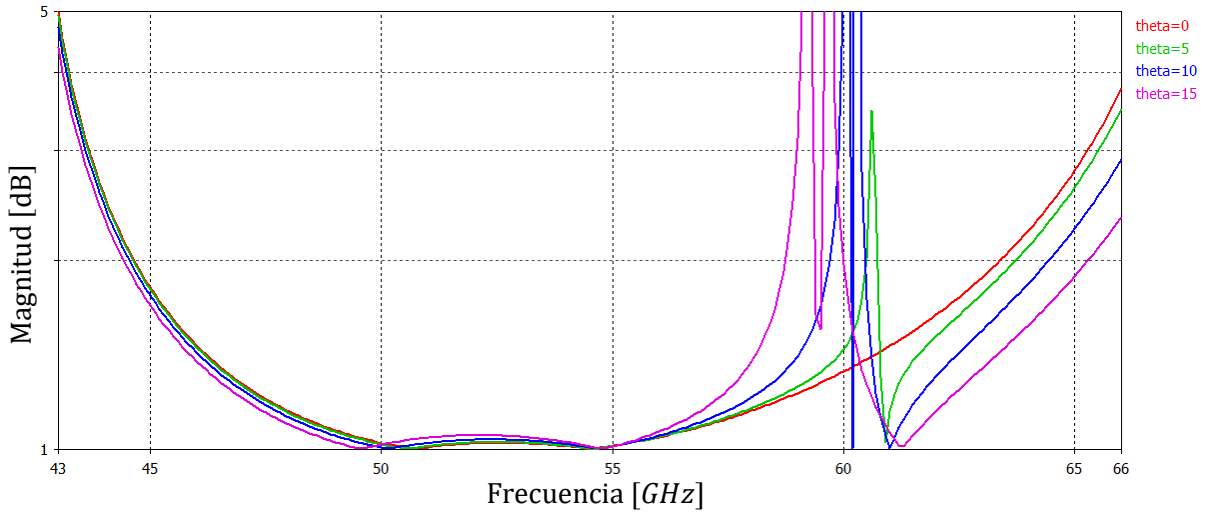


Figura 4.24. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 0^\circ - 15^\circ$.

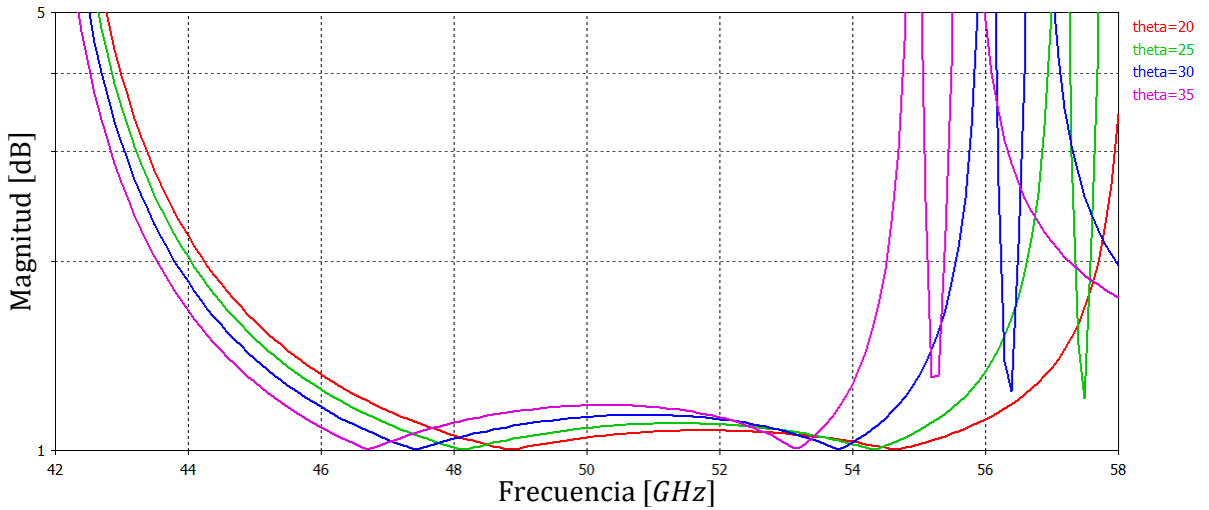


Figura 4.25. Respuesta en frecuencia de la razón axial con $\phi = 90^\circ$ y $\theta = 20^\circ - 35^\circ$.

TABLA XXI. RESULTADOS OBTENIDOS PARA $\phi = 90^\circ$, MEDIANTE EL BARRIDO DEL PARÁMETRO θ .

Ángulo de elevación θ [°]	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -30$ dB	Límite superior [GHz]	Límite inferior [GHz]	Ancho de banda [GHz] $CP \leq -20$ dB	Ancho de banda [GHz] $AR \leq 3$ dB
0	49.01	56.48	7.47	47.33	58.92	11.59	21.6
5	49.01	56.44	7.43	47.28	58.68	11.4	16.9
10	48.76	56.29	7.53	47.12	58.1	10.98	16.3
15	48.37	55.99	7.62	46.87	57.39	10.52	16.47
20	-	-	-	46.54	56.58	10.04	14.56

25	-	-	-	46.16	55.71	9.57	13.58
30	-	-	-	47.73	54.81	7.08	12.72
35	-	-	-	45.26	53.91	8.65	11.85

4.3 Conclusiones del capítulo.

- I. Se encontró que, al variar los valores del ángulo de azimut, el método utilizado para calcular el nivel de polarización cruzada no es adecuado en todos los casos. Cuando ϕ es igual a 45° , la onda incidente está formada por dos componentes que no interactúan de la forma deseada con los postes. Es decir, no se cumple que la onda incidente esté formada por una componente con polarización vertical y otra horizontal. Debido a esto, se modificó la polarización de la onda incidente, de lineal a circular. Se encontró un modelo matemático con el que se pudiera calcular el nivel de polarización cruzada cuando se tienen estas condiciones.
- II. Para el polarizador 1:
 - Cuando $\phi = 0^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 20^\circ$. El ancho de banda aumenta conforme aumenta θ .
 - Cuando $\phi = 45^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 20^\circ$. El ancho de banda es prácticamente constante conforme aumenta θ .
 - Cuando $\phi = 90^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 30^\circ$. El ancho de banda disminuye conforme aumenta θ .

El mejor caso se obtuvo cuando $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$, alcanzando un ancho de banda de 18.68 GHz .

- III. Para el polarizador 2:
 - Cuando $\phi = 0^\circ$, el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -30 \text{ dB}$ para $\theta \leq 10^\circ$. El ancho de banda aumenta conforme aumenta θ .
 - Cuando $\phi = 45^\circ$, el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -30 \text{ dB}$ para $\theta \leq 10^\circ$. El ancho de banda aumenta conforme aumenta θ .
 - Cuando $\phi = 90^\circ$, el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -30 \text{ dB}$ para $\theta \leq 10^\circ$. El ancho de banda es prácticamente constante conforme aumenta θ .

El mejor caso se obtuvo cuando $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 10^\circ$, alcanzando un ancho de banda de 8.462 GHz .

IV. Para el polarizador 2 también se midieron los anchos de banda cuando el nivel de polarización cruzada es menor a -20 dB .

- Cuando $\phi = 0^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 30^\circ$. El ancho de banda aumenta conforme aumenta θ .
- Cuando $\phi = 45^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 30^\circ$. El ancho de banda aumenta conforme aumenta θ .
- Cuando $\phi = 90^\circ$ el nivel de la polarización cruzada es $CP \leq -20 \text{ dB}$ para $\theta \leq 30^\circ$. El ancho de banda disminuye conforme aumenta θ .

El mejor caso se obtuvo cuando $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 30^\circ$, alcanzando un ancho de banda de 14.798 GHz .

V. Comparando el polarizador 1 con el polarizador 2, tomando como referencia que el nivel de polarización cruzada es $\leq -20 \text{ dB}$, se puede observar que el polarizador 2 tiene una mayor tolerancia al cambio del ángulo de elevación ($\theta \leq 30^\circ$), mientras que el polarizador 1 permite tener mayores anchos de banda de operación.

Conclusiones generales.

El primer paso del diseño del polarizador, consistió en estudiar diferentes implementaciones de polarizadores basados en superficies periódicas. Se encontró que la geometría de anillo resonante ofrece mayores anchos de banda de operación con menores pérdidas de inserción.

Posteriormente, se encontró y simuló el circuito equivalente del anillo resonante en el software MWO. Se determinó que cuando la sección modificada tiene un comportamiento capacitivo, se puede obtener un nivel de polarización cruzada menor a -20 dB dentro de la banda U. Además, se calcularon las frecuencias de resonancia de los modelos equivalentes para cada una de las componentes. Estas frecuencias sirvieron para sintonizar la geometría con ayuda del software de simulación electromagnética.

A lo largo de este proceso, la geometría del polarizador sufrió diferentes modificaciones hasta llegar a tener un anillo con ranuras y tres postes metálicos de cada lado. A continuación, se optimizó la estructura con el fin de obtener un nivel de polarización cruzada, en primera instancia, menor a -20 dB . Las variables del optimizador fueron los radios, la longitud de los postes exteriores y la separación entre el arreglo y el reflector.

Adicionalmente, se hizo una segunda optimización de la estructura con el fin de obtener un nivel de polarización cruzada menor a -30 dB , donde las variables fueron las mismas que en caso anterior.

Una vez obtenidos estos dos polarizadores, se estudió el impacto provocado al variar los ángulos con los que incide la onda, ángulo de azimut (ϕ) y ángulo de elevación (θ). Este proceso se realizó con el fin de encontrar el intervalo de valores para los dos ángulos, en el que los polarizadores ofrecen la respuesta esperada.

Las características teóricas del polarizador 1:

- Las dimensiones geométricas del polarizador son: el radio interior mide 0.502 mm , el radio exterior 1.25 mm , la longitud de los postes exteriores 0.52 mm , la longitud del poste central 0.77 mm y la separación entre el arreglo de anillos y el reflector 0.95 mm .
- El polarizador mantiene un nivel de polarización cruzada $\leq -20 \text{ dB}$ en la banda de 44.41 GHz a 59.713 GHz obteniendo un ancho de banda de 15.303 GHz .
- Mantiene una diferencia de fase de $270^\circ \pm 11.42^\circ$ entre las componentes de la onda reflejada en el mismo ancho de banda.
- En general, el polarizador mantiene un nivel de polarización cruzada $\leq -20 \text{ dB}$ para ondas que inciden con $\theta \leq 20^\circ$.

- El polarizador alcanza un ancho de banda máximo de 18.68 GHz , cuando $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$.

Las características teóricas del polarizador 2:

- Las dimensiones geométricas del polarizador son: el radio interior mide 0.59 mm , el radio exterior 1.24 mm , la longitud de los postes exteriores 0.515 mm , la longitud del poste central 0.77 mm y la separación entre el arreglo de anillos y el reflector 0.77 mm .
- El polarizador mantiene un nivel de polarización cruzada $\leq -30 \text{ dB}$ en la banda de 49.089 GHz a 56.483 GHz obteniendo un ancho de banda de 7.394 GHz .
- Mantiene una diferencia de fase de $270^\circ \pm 3.62^\circ$ entre las componentes de la onda reflejada en el mismo ancho de banda.
- En general, el polarizador mantiene un nivel de polarización cruzada $\leq -30 \text{ dB}$ para ondas que inciden con $\theta \leq 10^\circ$.
- El polarizador alcanza un ancho de banda máximo de 8.462 GHz , cuando $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 10^\circ$.

Referencias

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2012.
- [2] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.
- [3] D. S. Lerner, «A Wave Polarization Converter for Circular Polarization,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , pp. 3-7, 1965.
- [4] A. Kajiwara, «Line-of-Sight Indoor Radio Communication Using Circular Polarized Waves,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, nº 3, pp. 487-493, 1995.
- [5] L. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, J. I. Martínez-López y A. E. Martyniuk, «A Multilayer Circular Polarized Based on Bisected Split-ring Frequency Selective Surfaces,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 153-156, 2014.
- [6] V. Ráfii, J. Nourinia, C. Ghobadi, J. Pourahmadazar y B. S. Virdee, «Broadband Circularly Polarized Slot Antenna Array Using Sequentially Rotated Technique for C-band Applications,» *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters* , vol. 12, pp. 128-131, 2013.
- [7] H. Meikle, *Modern Radar Systems*, Artech House, 2001.
- [8] R. V. Vega Careta, *Polarizador de Banda Ancha Basado en Guía de Onda Circular para la Banda Ka*, Cd. de México, 2014.
- [9] J. Huang y J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, John Wiley & Sons, 2008.
- [10] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill y R. Dickie, «Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarisation convertors,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation* , vol. 4, pp. 1764-1772, 2010.
- [11] J. Wang, W. Wu y Z. Shen, «Improved Polarization Converter Using Symmetrical Semi-Ring Slots,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* , pp. 2052-2053, 2014.
- [12] Y. Ranga, L. Matekovits, S. G. Hay y T. S. Bird, «An Anisotropic Impedance Surface for Dual-Band Linear-to-Circular Transmission Polarization Converter,» *International Workshop on Antenna Technology*, pp. 47-50, 2013.
- [13] H. Shi, J. Li, A. Zhang, S. Zhu y Y. Jiang, «Multi Band Polarization Converter Based on Anisotropic Metasurface,» *Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1033-1035, 2014.
- [14] S. V. Hum y J. Perruisseau-Carrier, «Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 1, pp. 183-198, 2014.
- [15] J. Shaker, M. R. Chaharmir y J. Ethier, *Reflectarray Antennas: Analysis, Design, Fabrication, and Measurement*, Artech House, 2014.
- [16] D. Guha y Y. M. M. Antar, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley & Sons, 2011.
- [17] J. Balcells, F. Daura, R. Esparza y R. Pallás, *Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos*, Marcombo, 1992.

- [18] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, John Wiley & Sons, 2000.
- [19] K. Chang y L.-H. Hsieh, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*, John Wiley & Sons, 2004.
- [20] «IEEE standard definitions of terms for antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP 17, pp. 262-269, 2013.
- [21] A. C. Ludwig, «The Definition of Cross Polarization,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 116-119, 1973.
- [22] N. Amitay, V. Galindo y C. P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, 1972.
- [23] CST, «Unit Cell Model of a Single Periodic Waveguide,» pp. 1-7, 2016.
- [24] J. P. Montgomery, «Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductors on a Dielectric Sheet,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP23, nº 1, pp. 70-75, 1975.