



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
Ingeniería Eléctrica – Telecomunicaciones

**Polarizadores Circulares de Doble Banda Basados en
Superficies Selectivas de Frecuencias**

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

Roberto Xchel Galicia Valverde

TUTOR:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK
FACULTAD DE INGENIERÍA

Ciudad Universitaria, CD. MX. Junio 2017

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dra. Moumtadi Fátima
Secretario: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge
Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr
1er. Suplente: Dr. Rivera Rivera Carlos
2do. Suplente: Dr. Martínez López José Ismael

Lugar donde se realizó la tesis: Facultad de Ingeniería, Ciudad Universitaria

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

Agradecimientos:

A Jesucristo mi Señor y mi salvador por asombroso amor.

A mi papá Roberto Galicia y a mi mamá Carmen Valverde por su apoyo incondicional en cada etapa de mi vida y por sus valiosos consejos, gracias.

A mi hermano Roberto Tonatiuh por toda la ayuda durante mi formación profesional y por todos los momentos divertidos que hemos vivido, que nos ayudan a pensar desde otras perspectivas. ¡Eres increíble!

A mi abuelo Roberto Galicia Matías, por todos los ánimos que me brindas además del apoyo e inspiración.

A mis abuelos, tíos y primos; ustedes siempre me motivan a ser mejor ingeniero y mejor persona.

Agradezco a mi asesor de tesis y mentor en la ingeniería el Dr. Oleksandr Martynyuk, por su guía en el desarrollo de esta investigación, por instruirme e inspirarme con su total entrega al desarrollo de tecnología. El mundo necesita más personas con esa dedicación y pasión por su trabajo.

A los doctores José Ismael Martínez y Jorge Rodríguez Cuevas por contribuir en mi formación personal y profesional. De igual manera, agradezco su apoyo en el desarrollo de este trabajo de investigación.

A los miembros de mi jurado, por su tiempo y sus valiosas observaciones.

A mi alma mater la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM. A los proyectos DGAPA-PAPIIT IN115016, IN114116, IN116517, IN118719.

También agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, al proyecto 166106.

Roberto X. Galicia.

Índice general

Resumen	1
Objetivos	2
Introducción	3
1. Polarización Electromagnética y Polarizadores	5
1.1. Polarización electromagnética	5
1.1.1. Discriminación de polarización	6
1.1.2. Polarización elíptica	7
1.1.3. Razón Axial (RA) y Polarización cruzada (XP)	9
1.2. Polarizadores Circulares	13
1.2.1. Definición de polarizador circular y principio de operación	13
1.2.2. Principio de operación de un polarizador circular	13
1.2.3. Principio de operación de un polarizador reflectivo basado en una superficie anisotrópica	14
1.3. Estado del Arte de los Polarizadores Circulares Reflectivos de Doble Banda	16
1.3.1. Geometrías Comunes de Superficies Selectivas de Frecuencia Usadas en Polarizadores Circulares	16
1.3.2. Polarizadores de Doble Banda con polarizaciones Ortogonales	17
1.4. Conclusiones del capítulo	23
2. Polarizador Reflectivo de Banda Ancha Basado en Anillos Seccionados	25

2.1. Geometría de la Celda Unitaria y Modelos Equivalentes de Circuitos .	25
2.2. Simulación Numérica del Polarizador	28
2.3. Fabricación del Dispositivo	31
2.3.1. Máscara del polarizador	31
2.3.2. Proceso fotolitográfico	32
2.3.3. Marcos y ensamble del polarizador	34
2.4. Caracterización del Polarizador	38
2.4.1. Diseño y Ejecución del Experimento	38
2.4.2. Resultados Experimentales	41
2.4.3. Conclusiones del Capítulo	57
3. Polarizador Reflectivo de Doble Banda con Polarizaciones Ortogona-	
 nales entre las Bandas	59
3.1. Anillo Resonante de Doble Banda	59
3.1.1. Simulación Electromagnética de los Anillos Concentricos . . .	61
3.1.2. Modelo Equivalente de Circuitos para los Anillos Concentricos	63
3.2. Modelo Equivalente de Circuitos para el Polarizador de Doble Banda	65
3.2.1. Modelo Equivalente para las componentes TE y TM	65
3.2.2. Resultados de la Simulación de Circuitos	66
3.3. Simulación Electromagnética del Polarizador de Doble Banda	69
3.3.1. Modos Floquet	69
3.3.2. Celda Unitaria y Red del polarizador	74
3.3.3. Anillo Doble Sintonizado del Polarizador	75
3.3.4. Respuesta de la Razón Axial y de la Diferencia de Fases del	
Polarizador de Doble Banda	76
3.4. Respuesta a Diferentes Ángulos de Incidencia	78
3.5. Conclusiones del Capítulo	80
4. Fabricación y Medición del Polarizador de Doble Banda	81
4.1. Fabricación de la SSF	81
4.1.1. Mascara	81
4.1.2. Arreglo Construido	82
4.2. Marcos y Ensamble del polarizador	83

4.2.1. Lista de Marcos	84
4.3. Caracterización del Polarizador	85
4.3.1. Diseño y Ejecución del Experimento	85
4.3.2. Lista de Componentes para Realizar el Experimento	85
4.3.3. Descripción del Experimento y Medición del Dispositivo	86
4.4. Resultados Experimentales	88
4.4.1. Razón Axial (RA)	88
4.4.2. Elipses de Polarización	90
4.5. Conclusiones del Capítulo	91
Conclusiones Generales	92
Bibliografía	95

Índice de figuras

1.1. Tipos de polarización: (a)Polarización Lineal, (b)Polarización Circular, (c)Polarización Elíptica.[2]	6
1.2. Elipse de polarización con inclinación τ	8
1.3. Descomposición en polarizaciones circulares de la elipse de polarización.	10
1.4. AR vs XP en escala lineal.	12
1.5. Comparación entre porcentaje de XP y RA en decibeles.	12
1.6. Polarizador circular basado en guía de onda circular y placa dieléctrica.[6]	13
1.7. Polarizador reflectivo basado en superficie selectiva de frecuencias.	15
1.8. Geometrías usuales para polarizadores basados en SSF's.	16
1.9.	17
1.10. (a)Celda unitaria del polarizador. (b)Modelo circuital del polarizador basado en superficie anisotropica	18
1.11. AR del polarizador basado en superficie anisotropica	19
1.12. Celda unitaria del polarizador reflectivo multicapa.	19
1.13. Respuesta de RA del polarizador reflectivo multicapa.	20
1.14. Polarizador reflectivo de doble banda basado en parches en L. (a)Vista en dirección y . (b)Primer capa. (c)Segunda capa.	21
1.15. Polarizador reflectivo basado en parches en L.	21
1.16. AR del polarizador reflectivo basado en parches en L.	22
1.17. (a)Polarizador reflectivo basado en parches en cuadrados. (b)Respuesta en frecuencia de RA.	23
2.1. Polarizador Basado en Anillos Divididos Celda Unitaria.[2]	26

2.2. Efectos capacitivos e inductivos en el polarizador. (a) Corrientes superficiales provocadas por la onda TE. (b) Corrientes superficiales provocadas por la onda TM. (c) Campo eléctrico TE. (d) Campo eléctrico TM.	27
2.3. Modelos equivalentes de circuitos. (a) Componente vertical. (b) Componente horizontal.[2]	27
2.4. Razón axial simulada para $\theta = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ$	29
2.5. Razón axials simulada para $\theta = 30^\circ, 35^\circ$	29
2.6. Diferencia de fases simulada para $\theta = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ$	30
2.7. Diferencia de fases simulada para $\theta = 30^\circ, 35^\circ$	30
2.8. Mascara utilizada para fabricar la SSF.	31
2.9. Diagrama del proceso de fotolitografía.	32
2.10. Superficie selectiva de frecuencias usada para el polarizador. (a) Arreglo completo de 961 elementos. (b) Vista bajo el microscopio.	33
2.11. Sobreataque en un elemento de la SSF.	34
2.12. Base de aluminio (plano de tierra).	35
2.13. Marco de plástico (separación entre la SSF y el plano de tierra d_{gnd}).	36
2.14. Marco de metal.	36
2.15. Marco de madera.	37
2.16. Polarizador ensamblado y montado.	37
2.17. Diagrama del experimento.	39
2.18. Diagrama del experimento.	40
2.19. Diagrama del experimento.	41
2.20. Razón axial para $\theta = 15^\circ$	42
2.21. Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 15^\circ$	42
2.22. Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 3[dB]$	43
2.23. Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 2[dB]$	43
2.24. Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 1[dB]$	44
2.25. Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = .3[dB]$	44
2.26. Razón axial para $\theta = 20^\circ$	45
2.27. Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 20^\circ$	45
2.28. Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 3[dB]$	46

2.29. Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 2[dB]$	46
2.30. Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 1[dB]$	47
2.31. Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 0.7[dB]$	47
2.32. Razón axial para $\theta = 25^\circ$	48
2.33. Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 25^\circ$	48
2.34. Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 3[dB]$	49
2.35. Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 2[dB]$	49
2.36. Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 1[dB]$	50
2.37. Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 0.4[dB]$	50
2.38. Razón axial para $\theta = 30^\circ$	51
2.39. Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 30^\circ$	51
2.40. Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 3[dB]$	52
2.41. Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 2[dB]$	52
2.42. Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 1[dB]$	53
2.43. Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 0.3[dB]$	53
2.44. Razón axial para $\theta = 35^\circ$	54
2.45. Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 35^\circ$	54
2.46. Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 3[dB]$	55
2.47. Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 2[dB]$	55
2.48. Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 1[dB]$	56
2.49. Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 0.4[dB]$	56
3.1. Anillos concentricos para la celda unitaria.	60
3.2. Dibujo de la celda unitaria en CST. (a) Vista en perspectiva. (b) Vista lateral.	61
3.3. Parámetro S_{11} dela estructura de doble anillo.	62
3.4. Anillos resonando. (a)Anillo exterior resonando en $16.82[GHz]$. (b)Anillo interior resonando en $24.52[GHz]$	63
3.5. Anillos resonando. (a)Anillo exterior resonando en $16.82[GHz]$. (b)Anillo interior resonando en $24.52[GHz]$	64
3.6. S_{11} del modelo equivalente de circuitos sintonizado a la respuesta de la estructura.	65

3.7. (a) Modelo equivalente de circuitos para la componente TE. (b) Modelo equivalente de circuitos para la componente TM.	66
3.8. RA simulada en AWR.	67
3.9. $\Delta\phi$ simulada en AWR	67
3.10. Malla con parámetros generales.	70
3.11. Modos Floquet propagandose en un arreglo de malla rectangular. . .	71
3.12. SSF con malla triangular equilateral.	72
3.13. modos Floquet en una malla triangular equilateral.	73
3.14. Dibujo de la estructura del polarizador de doble banda.	74
3.15. (a)Estructura periodica del polarizador en perspectiva. (b) Celda unitaria	75
3.16. S_{11} del Anillo Doble AWR contra CST	76
3.17. RA del polarizador de doble banda AWR contra CST	77
3.18. $\Delta\phi$ del polarizador de doble banda AWR contra CST	77
3.19. Definición delos ángulos θ y ϕ por CST	79
3.20. Resultados de RA para $\theta = 0^\circ, 2^\circ$ y 4°	79
3.21. Resultados de RA para $\theta = 6^\circ, 8^\circ$ y 10°	79
4.1. Mascara para la SSF del polarizador de doble banda.	82
4.2. (a) SSF completa del polarizador de doble banda. (b) Acercamiento a los anillos de la SSF.	83
4.3. Polarizador de doble banda montado.	84
4.4. Diagrama del experimento.	87
4.5. Cornetas transmisora y receptora para la banda Ka.	87
4.6. (a)Experimento montado para la banda Ka.(b)Experimento montado para la banda U.	88
4.7. Razón axial medida y simulada con cst.	89
4.8. Razón axial medida y simulada con cst acotada en el eje y.	89
4.9. ϕ_{err} medida.	90
4.10. Elipse de polarización 27.84 GHz.	90
4.11. Elipse de polarización 43.26 GHz.	91

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño, la fabricación y la caracterización de dos polarizadores circulares reflectivos.

El primer polarizador diseñado en este trabajo, es un polarizador reflectivo de banda ancha basado en una superficie de anillos metálicos divididos y bisecados por una cinta metálica horizontal; las mediciones de la respuesta de este polarizador indican que opera con un nivel de razón axial menor a los 3dB en una banda de frecuencias de 27GHz a 57GHz siendo un ancho de banda de 30GHz.

El segundo polarizador diseñado, es un dispositivo que opera en dos bandas de frecuencias diferentes y no adyacentes, convierte a una onda incidente linealmente polarizada a una onda con polarización circular derecha en la primera banda y a una onda con polarización circular izquierda en su banda superior. Este polarizador opera con un nivel de razón axial menor a 3 dB en el rango de frecuencias de 26.71 GHz a 28.72 GHz en la primera banda y en un rango de 38.27 GHz a 47.07 GHz en la segunda banda.

También, en este trabajo se presenta el diseño de experimentos para medir y caracterizar la respuesta de polarizadores reflectivos para diferentes ángulos de incidencia.

Objetivos

- Diseñar, fabricar y caracterizar polarizadores circulares trabajando en modo de reflexión que puedan operar en dos bandas de frecuencias distintas, con polarizaciones mutuamente ortogonales entre las bandas de operación y con niveles de razón axial menores a 3 dB en sus bandas de operación.
- Diseñar un método para medir y caracterizar los parámetros de polarizadores circulares reflectivos.

Introducción

Comúnmente en sistemas de comunicaciones satelitales y de comunicación punto a punto, el uso de polarización circular (CP) es una opción de polarización de onda atractiva por las ventajas que posee sobre el uso de radiación linealmente polarizada; las ondas polarizadas circularmente son menos influenciadas por el desvanecimiento por multitrayecto, el efecto de rotación de Faraday y la orientación de las antenas receptoras; en consecuencia, la eficiencia de polarización y el presupuesto de potencia en enlaces de telecomunicaciones pueden mejorarse.[25]

En ciertas aplicaciones, además de CP radiada se requiere que la antena funcione en dos bandas de frecuencias distintas y no adyacentes, por ejemplo, en la comunicación satelital operando en banda Ka el enlace descendente se produce a 20 GHz y el enlace ascendente opera a 30 GHz con el fin de mejorar la fiabilidad y la eficiencia de la comunicación.[13] Además, existe una característica adicional en la comunicación satelital de banda Ka multicelda en la que si la estación terrena recibe una onda polarizada circularmente a la izquierda (LHCP) a 20 GHz, esta estación terrena deberá transmitir una onda polarizada circularmente a la derecha (RHCP) a 30GHz. Es decir se requiere que el sistema además de operar en dos bandas de frecuencias diferentes y no adyacentes, tenga la capacidad de trabajar en polarizaciones mutuamente ortogonales entre las bandas.

Por estas razones, surge el interés de contar con dispositivos que tengan la capacidad de radiar LHCP en una banda y RHCP en otra banda distinta, estos dispositivos pueden ser antenas o transformadores de polarización (polarizadores).

En particular, usar un polarizador para obtener ondas con CP es una técnica atractiva en situaciones en las que el sistema de radiación consta de un arreglo plano y, generar ondas polarizadas circularmente a nivel de elemento no es conveniente o es imposible[12], por ello, se desea investigar y realizar diseños de polarizadores que cubran las necesidades de los nuevos sistemas de comunicaciones.

Capítulo 1

Polarización Electromagnética y Polarizadores

En este capítulo se estudia el concepto de polarización electromagnética y el método de identificar que tipo de polarización tiene una onda electromagnética (OEM). También, se repasa la definición y principio de operación de un polarizador circular.

1.1. Polarización electromagnética

Definición:

De acuerdo con el estándar de definiciones de antenas del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), la polarización de una onda radiada es definida como *"la propiedad de la onda electromagnética radiada de describir la dirección y magnitud relativa del vector campo eléctrico con respecto al tiempo; específicamente, la figura trazada como función de tiempo por el extremo del vector de campo eléctrico localizado en un punto fijo de interés en el espacio y el sentido en el que está trazado, que se observa a lo largo de la dirección de propagación"*[1].

Concretamente, la polarización electromagnética de una onda se puede explicar como la figura geométrica contenida en un plano ortogonal a la dirección de propagación que es trazada el vector de campo eléctrico en el tiempo. De acuerdo a esta definición la polarización de una OEM puede ser: Lineal, circular o elíptica (Figura 1.1).

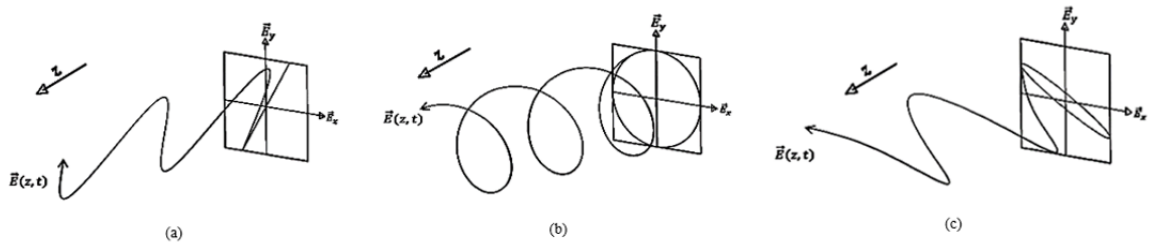


Figura 1.1: Tipos de polarización: (a) Polarización Lineal, (b) Polarización Circular, (c) Polarización Elíptica.[2]

1.1.1. Discriminación de polarización

Para distinguir el tipo de polarización que tiene una OEM, usualmente se analiza el campo eléctrico de la onda. Enseguida se presenta un análisis para determinar el tipo de polarización que tiene una onda:

Sea el campo eléctrico de una OEM propagándose a lo largo del eje z:

$$\vec{E} = \hat{e}_u E_0 e^{-j(kz - \phi)} \quad (1.1)$$

Donde:

\hat{e}_u : Es un vector unitario que describe la dirección del campo eléctrico.

E_0 : Es la magnitud de campo eléctrico.

k : Es el numero de onda.

ϕ : Es la fase de la OEM.

j : Es la unidad imaginaria $\sqrt{-1}$.

La onda de la ecuación 1.1 se puede representar como una suma de componentes de campo eléctrico, una paralela al eje X (\vec{E}_x) y otra al eje Y (\vec{E}_y), esto es:

$$\vec{E} = \vec{E}_x + \vec{E}_y = \hat{e}_x E_{0x} e^{-j(kz - \phi_x)} + \hat{e}_y E_{0y} e^{-j(kz - \phi_y)} \quad (1.2)$$

Para discriminar el tipo de polarización de onda se realiza la diferencia de fases de las componentes ($\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$) y se utiliza el siguiente criterio:

- **Polarización lineal:** Si $\Delta\phi$ es 0 o un múltiplo entero de π . También, se tiene polarización lineal vertical u horizontal cuando $\vec{E}_x = 0$ o $\vec{E}_y = 0$ respectivamente.
- **Polarización circular:** Si $\Delta\phi$ es un múltiplo impar de $\frac{\pi}{2}$, además para la polarización circular se debe cumplir que las magnitudes de las componentes ortogonales sean iguales, esto es $E_{0x} = E_{0y}$.
- **Polarización elíptica:** En cualquier caso diferente a los anteriores se tendrá polarización elíptica.

En los casos de polarización circular y polarización elíptica también es posible definir el giro de la polarización de la siguiente forma:

- Si $\Delta\phi < 0$ El sentido de giro es anti-horario.
- Si $\Delta\phi > 0$ El sentido de giro es horario.

Con lo anterior, se concluye que el sentido de giro es siempre en dirección de la onda retrasada en fase.

1.1.2. Polarización elíptica

La polarización elíptica es el caso general de la polarización electromagnética, para validar esta afirmación se presenta el siguiente análisis. Tomando en cuenta las magnitudes de las componentes \vec{E}_x y \vec{E}_y de la ecuación 1.1 y considerando la oscilación armónica a la frecuencia angular ω , se tiene:

$$|\vec{E}_x| = E_{0x} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \quad |\vec{E}_y| = E_{0y} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \quad (1.3)$$

Las ecuaciones anteriores corresponden a unas ecuaciones para métricas de una elipse. Eliminando el parámetro t y en coordenadas cartesianas obtenemos la siguiente expresión:

$$\frac{|\vec{E}_x|^2}{E_{0x}^2} + \frac{|\vec{E}_y|^2}{E_{0y}^2} - 2 \frac{|\vec{E}_x||\vec{E}_y|}{E_{0x}E_{0y}} \cos(\Delta\phi) = \text{sen}^2(\Delta\phi) \quad (1.4)$$

La ecuación 1.4 es llamada elipse de polarización y describe completamente el estado de polarización de una onda electromagnética. Con la expresión 1.4 se puede verificar

fácilmente que cuando $\Delta\phi = \pi/2$ (o múltiplos) la ecuación se reduce a la ecuación de una circunferencia y cuando $\Delta\phi = 0$ o múltiplos de π , la ecuación se convierte en la ecuación de una recta; por lo tanto se concluye que la polarización elíptica es el caso general de la polarización electromagnética.

La figura 1.2 corresponde a una elipse de polarización con inclinación τ , este ángulo de inclinación está dado por la siguiente expresión:

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_{0x}E_{0y} \cos(\Delta\phi)}{E_{0x}^2 - E_{0y}^2} \right] \quad (1.5)$$

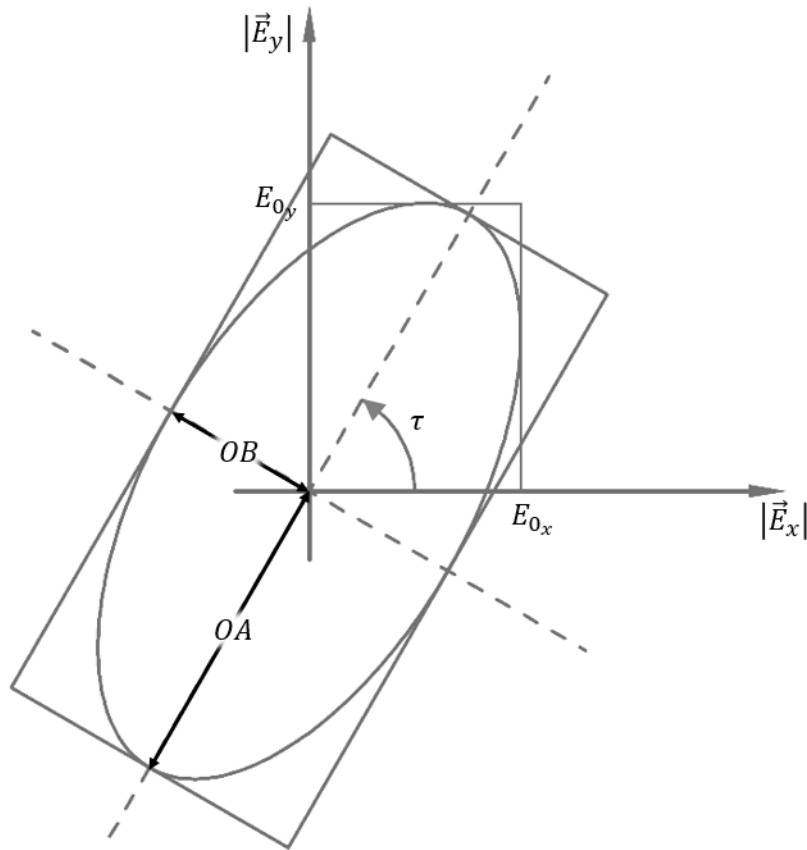


Figura 1.2: Elipse de polarización con inclinación τ .

El desarrollo de las ecuaciones 1.4 y 1.5 se presentan en el Anexo 1.

1.1.3. Razón Axial (RA) y Polarización cruzada (XP)

Existen parámetros que miden el grado de compresión de una elipse de polarización a lo largo de su eje mayor, esto con el fin de la tendencia de la elipse a ser una circunferencia o una recta. Un parámetro muy usado para describir la elipticidad es la razón axial, RA. La razón axial es definida como el cociente entre el semi-eje mayor y el-semi eje menor de la elipse de polarización [3], esto es:

$$RA = \frac{OA}{OB} \quad (1.6)$$

Con las expresiones 1.2 se puede determinar que los semiejes de la elipse se pueden expresar como:

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left\{ E_{0x}^2 + E_{0y}^2 + \left[E_{0x}^4 + E_{0y}^4 + 2E_{0x}^2 E_{0y}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.7)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left\{ E_{0x}^2 + E_{0y}^2 - \left[E_{0x}^4 + E_{0y}^4 + 2E_{0x}^2 E_{0y}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.8)$$

Por comodidad, definimos el parámetro a como:

$$a = E_{0x}^4 + E_{0y}^4 + 2E_{0x}^2 E_{0y}^2 \cos(2\Delta\phi) \quad (1.9)$$

De esta forma, la expresión 1.6 se puede escribir como:

$$RA = \sqrt{\frac{E_{0x}^2 + E_{0y}^2 + \sqrt{a}}{E_{0x}^2 + E_{0y}^2 - \sqrt{a}}} \quad (1.10)$$

Analizando la definición de RA, es fácil afirmar los posibles valores que puede adoptar este parámetro, esto es:

$$1 \leq RA < \infty$$

en decibels:

$$0 \leq RA [dB] < \infty$$

Los valores extremos de RA son de particular interés para discriminar el tipo de polarización que tiene una onda pues cuando $RA = 1$ se habla de una polarización

circular pues ambos semi-ejes son iguales y en consecuencia son el radio de una circunferencia, por otra parte cuando $RA \rightarrow \infty$ se habla de polarización lineal pues el semi-eje menor tiende a cero.

Descomposición de la elipse de polarización en polarizaciones circulares

La elipse de polarización, también se puede representar como la suma de dos polarizaciones circulares ortogonales entre ellas, es decir una polarización circular derecha (RHCP por sus siglas en ingles) y una polarización circular izquierda (LHCP). Para explicar esta idea podemos ver la Figura 1.3; en esta imagen es posible ver que los semi-ejes de la elipse pueden expresarse en términos de la magnitud de las polarizaciones circulares esto es [4]:

$$OA = \|\vec{E}_R\| + \|\vec{E}_L\| \quad (1.11)$$

$$OB = \|\vec{E}_R\| - \|\vec{E}_L\| \quad (1.12)$$

De esta manera, RA puede ser expresado como:

$$RA = \frac{\|\vec{E}_R\| + \|\vec{E}_L\|}{\|\vec{E}_R\| - \|\vec{E}_L\|} \quad (1.13)$$

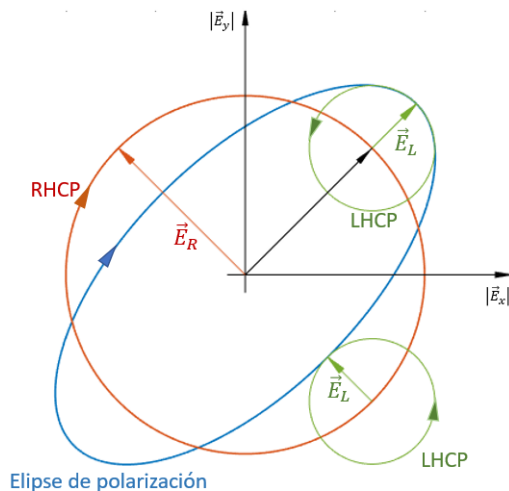


Figura 1.3: Descomposición en polarizaciones circulares de la elipse de polarización.

Es claro que cuando:

- $|\vec{E}_R| = 0$ o $|\vec{E}_L| = 0$; $RA = 1$ por lo que se tiene polarización circular.
- $|\vec{E}_R| = |\vec{E}_L|$; $RA \rightarrow \infty$ por lo que se tiene polarización lineal.

La descomposición en polarizaciones nos permite definir otro parámetro que mide la elipticidad este parámetro es llamado polarización cruzada (XP por sus iniciales en ingles [5]); este parámetro es definido como el cociente entre las magnitudes de las polarizaciones ortogonales \vec{E}_R y \vec{E}_L esto es:

$$XP = \frac{|\vec{E}_R|}{|\vec{E}_L|} \quad (1.14)$$

Ahora con la ecuación 1.13, se pueden relacionar los parámetros RA y XP de la siguiente forma:

$$XP = \frac{AR - 1}{AR + 1} \quad (1.15)$$

La expresión anterior, permite visualizar que los posibles valores para XP son:

$$0 \leq XP < 1 \quad -\infty < XP[dB] < 0$$

- Cuando $XP \rightarrow 0$ la elipse de polarización tiende a ser una circunferencia.
- Cuando $XP \rightarrow 1$ la elipse de polarización tiende a ser una recta.

Las siguientes curvas muestran una comparación entre los valores de RA y los de XP, en estas curvas se puede apreciar como un ligero nivel de polarización cruzada representa un cambio grande en el nivel de razón axial. Por lo tanto, si se desea tener una polarización circular, el objetivo es disminuir lo más posible la potencia (o magnitud) de la polarización cruzada.

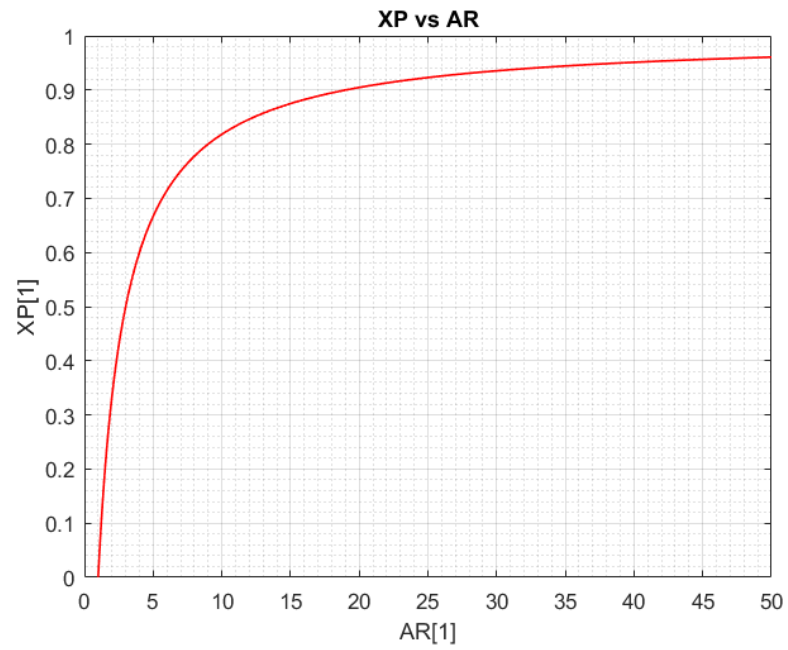


Figura 1.4: AR vs XP en escala lineal.

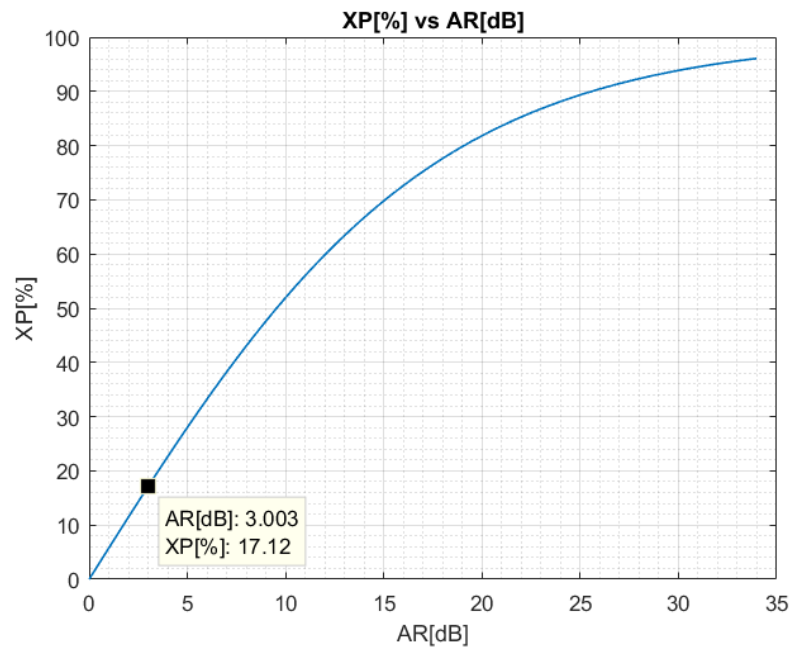


Figura 1.5: Comparación entre porcentaje de XP y RA en decibeles.

1.2. Polarizadores Circulares

En esta sección se repasa la definición de polarizador circular y su principio de operación. También, se presenta un estado del arte de polarizadores circulares con doble banda basados en superficies selectivas de frecuencias.

1.2.1. Definición de polarizador circular y principio de operación

Definición de polarizador circular:

Un polarizador es un dispositivo que cambia la polarización de una onda electromagnética, en particular un polarizador circular transforma una onda polarizada linealmente en otra onda polarizada circularmente y una onda polarizada circularmente a una polarizada linealmente.

1.2.2. Principio de operación de un polarizador circular

El principio de operación de un polarizador circular consiste en la descomposición de el campo incidente en dos componentes ortogonales; una de las componentes es adelantada en fase mientras que la otra es retrasada hasta que la diferencia entre las fases sea igual a $\pm \frac{\pi}{2}$ mientras que las amplitudes de las componentes son iguales entre ellas. Para describir el principio de operación consideremos la Figura 1.6.

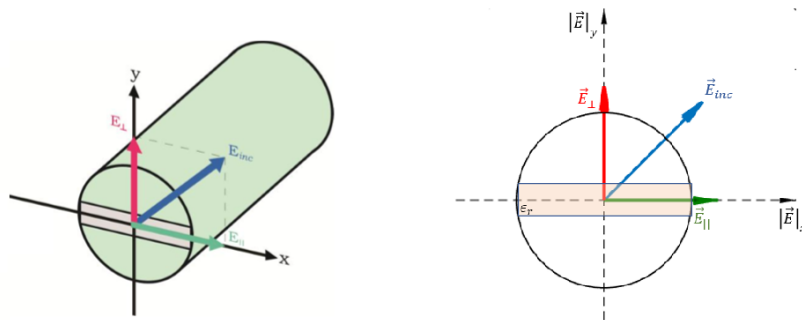


Figura 1.6: Polarizador circular basado en guía de onda circular y placa dieléctrica.[6]

En la Figura 1.6 una onda con campo eléctrico \vec{E}_{inc} y con polarización lineal inclinada a 45° con respecto al eje x, incide en una guía de onda circular con una placa dieléctrica incrustada. El campo incidente se puede descomponer en dos componentes, una paralela a la placa dieléctrica y otra perpendicular a ella:

$$\vec{E}_{inc} = \vec{E}_{\parallel} + \vec{E}_{\perp} = (\hat{e}_x + \hat{e}_y)E_0e^{-jkz} \quad (1.16)$$

Idealmente, la componente paralela a la placa \vec{E}_{\parallel} solo experimenta un retraso en fase con respecto a la componente perpendicular a la placa \vec{E}_{\perp} provocado por la placa dieléctrica incrustada. Luego, la guía de onda tiene una longitud tal que al final de ella las componentes tengan una diferencia de fases de $\frac{\pi}{2}$ y misma magnitud es decir el campo al final de la guía de onda es:

$$\vec{E}^T = \vec{E}_{\parallel}^T + \vec{E}_{\perp}^T = \hat{e}_xE_0^Te^{-j(kz+\phi_{\parallel})} + \hat{e}_yE_0^Te^{-j(kz+\phi_{\perp})} \quad (1.17)$$

con:

$$E_{0\parallel}^T = E_{0\perp}^T \quad \phi_{\perp} - \phi_{\parallel} = \frac{\pi}{2} \quad (1.18)$$

Las condiciones anteriores indican que la onda transmitida tiene una polarización circular derecha. Con eso se concluye que el dispositivo de la Figura 1.6 transforma ondas de polarización lineal a ondas con polarización circular provocando un desfase en una de las componentes de la onda incidente. Es importante conocer la forma de operación de este polarizador por que polarizadores circulares basados en otras tecnologías, siguen el principio de asegurar una diferencia de fases igual a $\frac{\pi}{2}$ entre componentes ortogonales de una onda incidente de polarización lineal.

1.2.3. Principio de operación de un polarizador reflectivo basado en una superficie anisotrópica

Conseideremos el polarizador de la Figura 1.7, este dispositivo es una estructura reflectiva que tiene dos coeficientes de reflxión, uno en dirección X (Γ_x) y otro en dirección Y (Γ_y). Sea el campo incidente a la superficie:

$$\vec{E}_{inc} = \vec{E}_x + \vec{E}_y = (\hat{e}_x + \hat{e}_y)E_0e^{-jkz} \quad (1.19)$$

La superficie refleja las dos componentes y el campo reflejado es:

$$\vec{E}_\Gamma = \vec{E}_x^{\Gamma_x} + \vec{E}_y^{\Gamma_y} = \hat{e}_x\Gamma_x E_0e^{jkz} + \hat{e}_y\Gamma_y E_0e^{jkz} \quad (1.20)$$

donde:

$$\Gamma_x = |\Gamma_x|e^{j\phi_x} \quad y \quad \Gamma_y = |\Gamma_y|e^{j\phi_y} \quad (1.21)$$

idealmente:

$$|\Gamma_x| = |\Gamma_y| \quad y \quad \Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \frac{\pi}{2} \quad (1.22)$$

Las condiciones 1.22 son las necesarias para una polarización circular. Entonces, los coeficientes de reflexión de la superficie difieren únicamente en su fase de tal forma que producen en las componentes \vec{E}_x y \vec{E}_y una diferencia de fases de $\frac{\pi}{2}$; esta situación se logra produciendo efectos capacitivos o inductivos con la geometría de la superficie selectiva de frecuencias (SSF) en las direcciones X y Y.

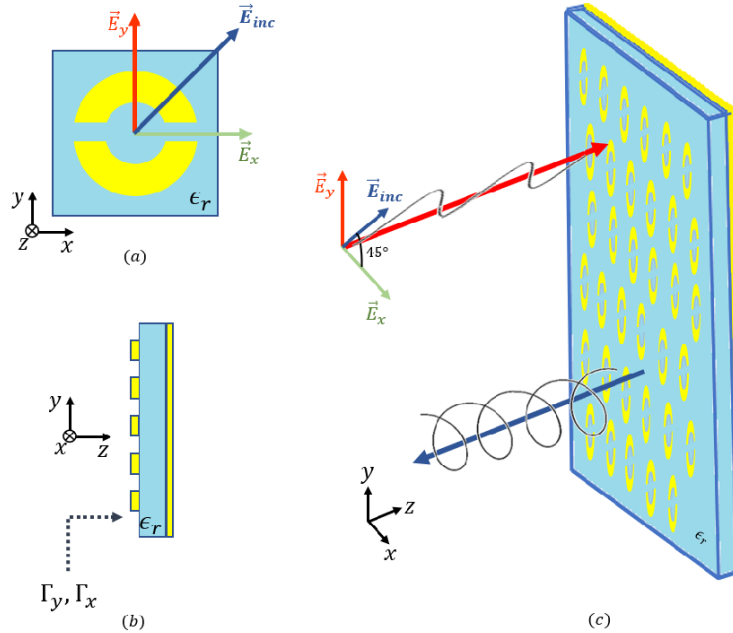


Figura 1.7: Polarizador reflectivo basado en superficie selectiva de frecuencias.

1.3. Estado del Arte de los Polarizadores Circulares Reflectivos de Doble Banda

En la última década se han diseñado y publicado numerosos polarizadores circulares, estos dispositivos han sido basados en guías de onda o en SSF's. En esta sección se hablará de los polarizadores basados en superficies selectivas de frecuencias, de sus diferentes geometrías y desempeños; en particular, se estudiarán las características de los polarizadores reflectivos y que trabajen en dos bandas de frecuencias no adyacentes. Esta propiedad es de interés en sistemas de telecomunicaciones, por ejemplo para los sistemas de comunicación por satélite de haces múltiples ya que las señales de transmisión y recepción operan normalmente en polarizaciones ortogonales y frecuencias diferentes.

1.3.1. Geometrías Comunes de Superficies Selectivas de Frecuencia Usadas en Polarizadores Circulares

Los polarizadores basados en SSF's que se han construido y publicado usan diferentes geometrías para su operación, la Figura 1.8 muestra las geometrías más usuales en estos polarizadores.



Figura 1.8: Geometrías usuales para polarizadores basados en SSF's.

Enseguida, se muestra una tabla con los polarizadores que se han reportado en los últimos tres años en la literatura.

Referencia del polarizador	[7]	[8]	[8] 2da banda	[9]	[10]	[11]	[12]	[13]	[13] 2da banda	[14]	[14] 2da banda	[15]	[15] 2da banda	
Frecuencia central [GHz]	22.5	17.72	28.84	13.5	10.5	8.5	31.5	19.75	30.25	8.25	13	13	20.77	
Porcentaje de ancho de banda [%] ($AR \leq 3$ [dB])	40	56.47	19.49	66.6	66.6	35.2 9	34.9 2	5	6.6	42.42	15.38	53.07	11.8	...
Estabilidad angular [°]	NA	15	10	45	25	25	25	45	45	25	25	35	35	
Perdidas de inserción [dB]	NA	1	1	NA	2	2	1	3	3	1	1	NA	NA	

Referencia del polarizador		[17]	[17] 2da banda	[18]	[18] 2da banda	[19]	[20]	[21]	[22]	[23]	[24]	[25]	[26]	[27]
Frecuencia central [GHz]		2.185	8.435	2.0	8.0	11.625	9.5	9.5	6	10.5	8.47	53.51	14.65	10.25
Porcentaje de ancho de banda [%] ($AR \leq 3$ [dB])	...	61.07	13.83	30.5	33.7	23.65	52.6	52.6 3	33.3 3	9.5	37.8	48.19	12.96	43.9
Estabilidad angular [°]		30	30	15	15	NA	30	25	60	30	NA	30	NA	45
Perdidas de inserción [dB]		0.6	0.6	0.4	0.4	5	NA	NA	3	2.28	NA	NA	2.5	2.7

1.3.2. Polarizadores de Doble Banda con polarizaciones Ortogonales

En la Tabla 1.1 se presentan diferentes polarizadores basados en SSF's sin embargo, no todos operan en modo reflectivo ni con dos bandas de operación. Enseguida se presenta una breve descripción de los polarizadores reflectivos con doble banda que se reportaron.

- **Polarizador circular reflectivo de doble banda basado en superficies anisotropicas.**

En [17] se presenta un polarizador circular de doble banda basado en superficies de impedancia anisotrópica. En el diseño de este dispositivo se utilizó un

espacio de aire entre el plano de tierra y el sustrato dieléctrico para cambiar la frecuencia de operación sin modificar el grosor del sustrato o la geometría de la SSF.

La susceptancia requerida de la superficie para reflejar una onda con polarización circular (cuando una onda con polarización lineal incide) se calcula usando el modelo de línea de transmisión equivalente (figura 1.10 (b)). La superficie consiste en parches cuadrados dentro de parches más grandes ranurados (figura 1.10 (a)), la razón de diferentes tamaños es para que el dispositivo pueda operar en dos bandas de frecuencia: 1.9-2.3 GHz y 7.9-8.3 GHz, esos tamaños se obtienen usando fórmulas analíticas. El polarizador tiene anchos de banda de 52% y 9.8% para una RA inferior a 3 dB en las bandas inferior y superior respectivamente; la estabilidad angular de este dispositivo comprende los ángulos $\theta_{max} = 25^\circ$ y $\theta_{min} = 39^\circ$.

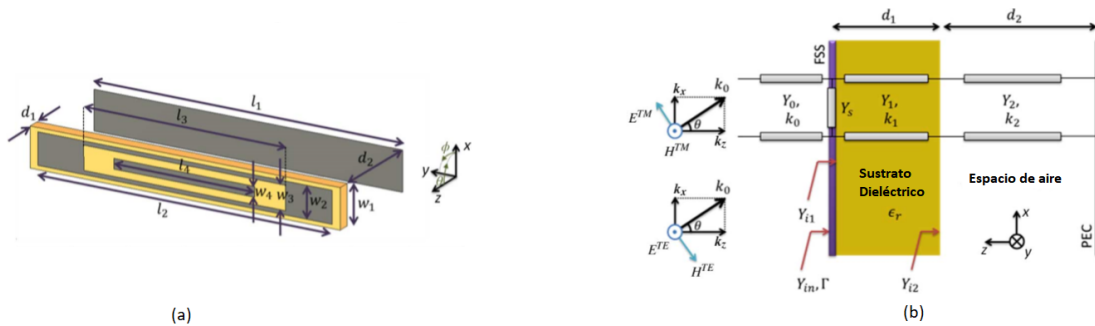


Figura 1.10: (a)Celda unitaria del polarizador. (b)Modelo circuital del polarizador basado en superficie anisotropica

Los resultados de RA medidos y simulados de este polarizador son mostrados en la figura 1.11. Este dispositivo no trabaja con polarizaciones ortogonales entre sus bandas, es decir en ambas bandas se transforma a RHCP o LHCP.

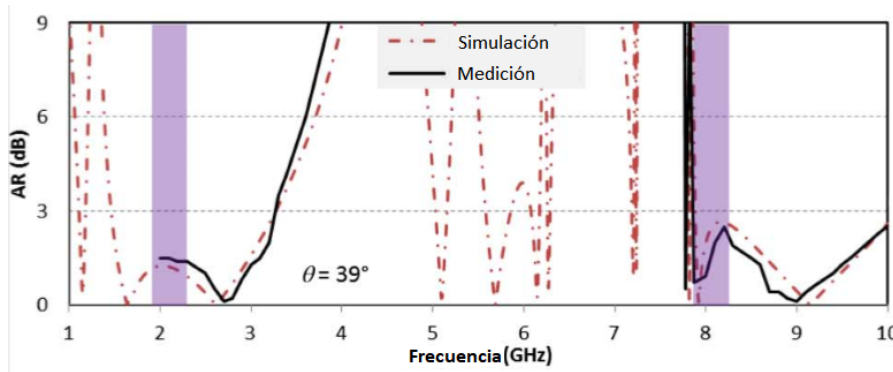


Figura 1.11: AR del polarizador basado en superficie anisotrópica

- **Polarizadores circulares en modo de reflexión de doble banda utilizando superficies selectivas de frecuencia rectangulares de doble capa.**

En el trabajo publicado en [18], se desarrolla un polarizador de superficie anisotrópica de doble capa, este polarizador es similar al presentado en el apartado anterior, con la diferencia que este polarizador ocupa una SSF multicapa como se muestra en la figura 1.12 (a). Por otra parte, la figura 1.12 (b) presenta el modelo equivalente de líneas de transmisión.

Para lograr que el dispositivo opere en dos bandas los diseñadores ocuparon parches cuadrados de diferentes tamaños en cada capa de la SSF.

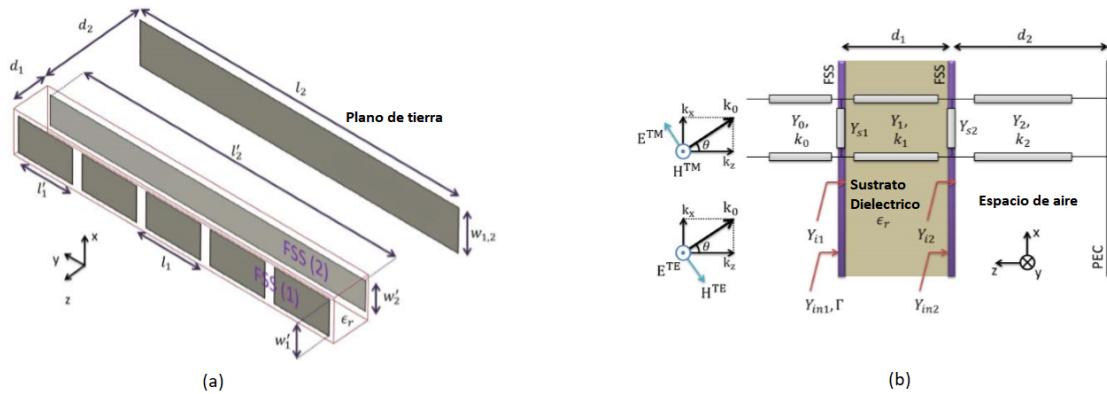


Figura 1.12: Celda unitaria del polarizador reflectivo multicapa.

Los Resultados de RA se muestran en la figura 1.13, nuevamente este polarizador trabaja en dos bandas pero no con polarizaciones ortogonales entre ellas. La estabilidad angular de este dispositivo esta entre los ángulos $\theta_{min} = 35^\circ$ y $\theta_{max} = 50^\circ$.

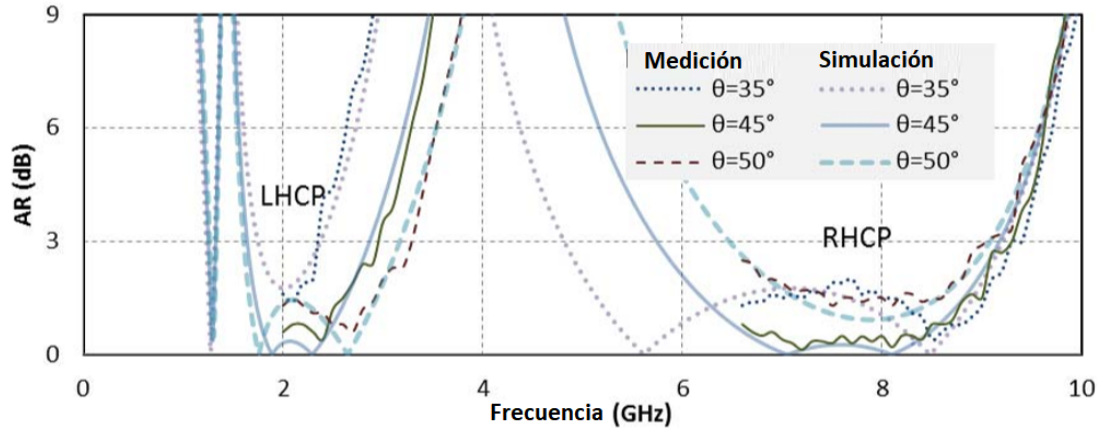


Figura 1.13: Respuesta de RA del polarizador reflectivo multicapa.

- **Convertidor de polarización de tres bandas basado en metasuperficie reflectiva.**

En la publicación [15], se reporta el diseño de una meta-superficie reflectiva compuesta de patrones metálicos en L de doble capa (figura 1.14). Los resultados simulados y medidos muestran que cuando el ángulo de incidencia está entre 0° y 30° la SSF se puede considerar como un polarizador circular operando en tres bandas. Por una parte, la superficie puede convertir la onda incidente con polarización lineal horizontal (TM) en onda con polarización circular derecha de 9.1 a 16.5 GHz y circular izquierda de 20.0 a 25.4 GHz.

En este artículo, los parámetros usados para caracterizar al polarizador fueron la diferencia de fases y los coeficientes de reflexión de las ondas TE y TM (figura 1.15). Por la diferencia de fases se puede verificar que este polarizador trabaja en dos bandas de frecuencias diferentes con polarizaciones ortogonales

entre sí.

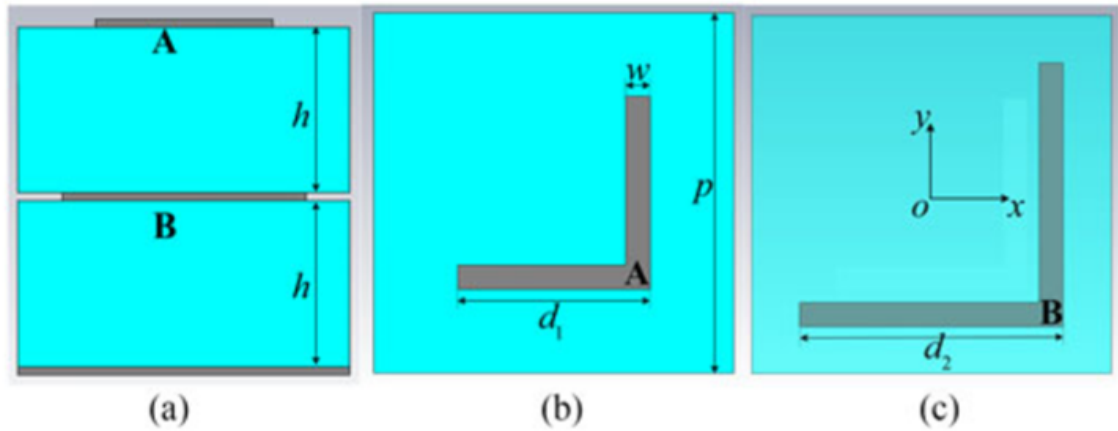


Figura 1.14: Polarizador reflectivo de doble banda basado en parches en L. (a)Vista en dirección y . (b)Primer capa. (c)Segunda capa.

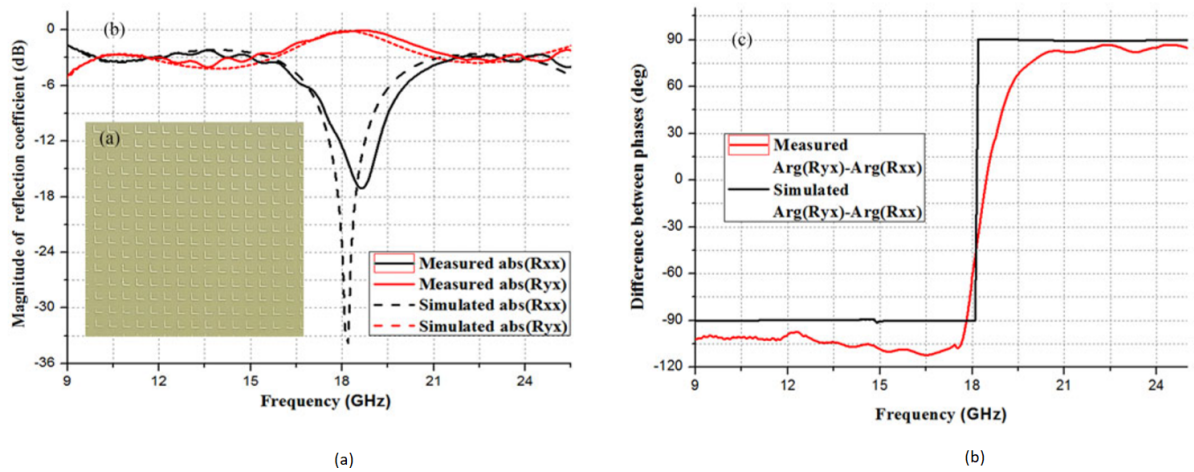


Figura 1.15: Polarizador reflectivo basado en parches en L.

En la publicación no se reporta la respuesta de la relación axial, sin embargo, con CST microwave studio simulamos el dispositivo y calculamos el nivel de razón axial el cuál se presenta en la figura 1.16. Es claro que en la banda de mayor frecuencia @22 GHz el nivel de RA supera el nivel de 3 dB, por lo

que en esa banda la conversión de polarización no se puede considerar eficiente.

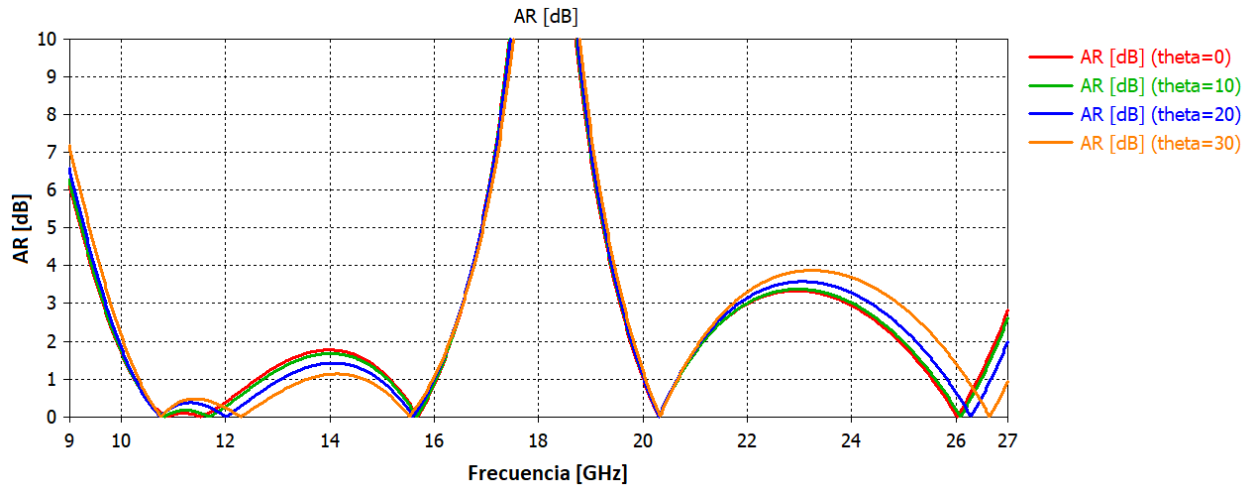


Figura 1.16: AR del polarizador reflectivo basado en parches en L.

- **Superficie reflectiva de polarización de doble banda para aplicaciones satelitales de banda ancha.**

El artículo [8] describe una superficie de impedancia anisotrópica que proporciona una conversión de polarización lineal a circular de doble banda en reflexión con la propiedad de que una misma onda con polarización lineal se convierte en una polarización circular sobre la primer banda de frecuencias y en la polarización circular con sentido opuesto sobre la segunda banda de frecuencias.

El dispositivo esta basado en una SSF de parches rectangulares o dipolos (figura 1.17 a). El diseño propuesto logra una RA mejor que 0.5 dB sobre las bandas de frecuencias de transmisión y recepción asignadas a aplicaciones de banda ancha satelital dentro de las bandas K / Ka.

En la figura 1.17 (b) se muestra que con incidencia oblicua, el polarizador redu-

ce su desempeño en altas frecuencias @29 GHz; esto es debido a la geometría de los parches rectangulares ya que para estos parches un campo electromagnético oblicuo aparenta reducir las dimensiones por la proyección del campo sobre la SSF.

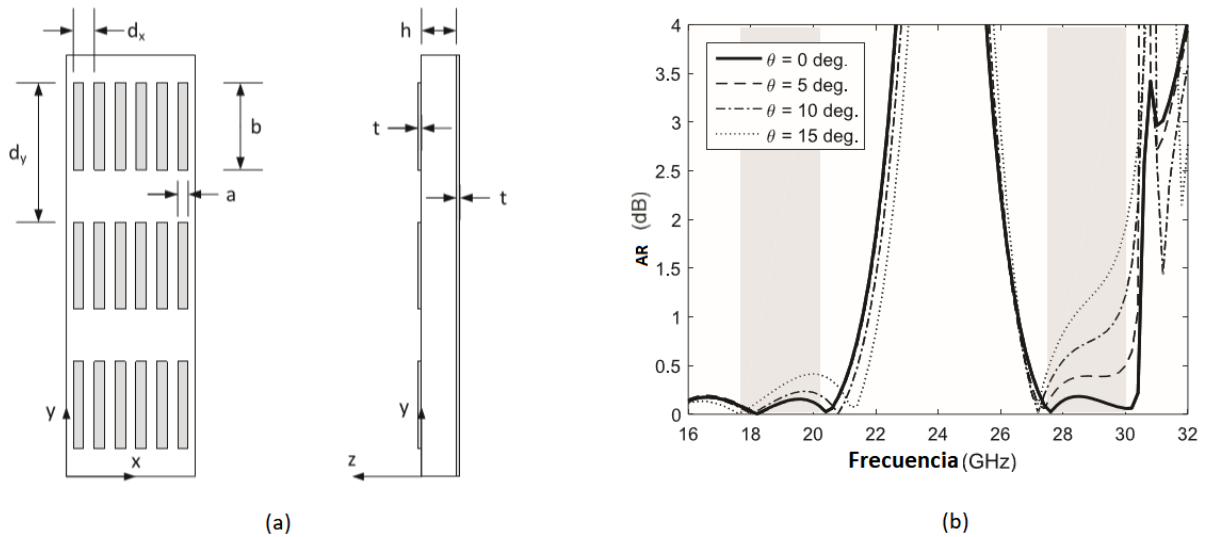


Figura 1.17: (a)Polarizador reflectivo basado en parches en cuadrados. (b)Respuesta en frecuencia de RA.

1.4. Conclusiones del capítulo

1. Aun que los polarizadores [17] y [18] son polarizadores reflectivos en dos bandas de frecuencias diferentes; el dispositivo no refleja ondas con polarizaciones mutuamente ortogonales en las bandas. Por otra parte los dispositivos [15] y [8] si reflejan polarizaciones con sentido contrario entre las bandas que opera pero ambos son poco tolerantes a ángulos de incidencia oblicuos, el polarizador [15] por ser de doble capa y el dispositivo [8] por la geometría de su SSF. Por estas razones se propone trabajar con anillos como elementos de nuestros diseños pues son más tolerantes a diferentes ángulos de incidencia.
2. De acuerdo al desempeño de los dispositivos reportados, se propone utilizar

superficies selectivas de frecuencias para realizar nuestros diseños ya que se puede alcanzar un mayor ancho de banda, una mayor estabilidad angular y es posible manejar polarizaciones ortogonales entre las bandas de operación; estas superficies trabajarán en modo de reflexión.

3. Para lograr que un polarizador basado en superficie selectiva de frecuencia opere en dos bandas de frecuencias no adyacentes la superficie debe contar con elementos de dos tamaños diferentes, cada elemento resonará en una frecuencia diferente lo que permitirá la operación en las dos bandas.
4. Polarizadores basados en anillos circulares o anillos cuadrados muestran mayor tolerancia a la variación del ángulo de incidencia, por esta razón se propone usar elementos de anillos en los diseños de nuestros polarizadores.

Capítulo 2

Polarizador Reflectivo de Banda Ancha Basado en Anillos Seccionados

En [2] se presenta el diseño, simulación y optimización de un polarizador reflectivo basado en una superficie de anillos divididos bisecados por una cinta metálica, Ese dispositivo puede operar en la banda Ka y en la banda U con un nivel de razón axial menor a los 3[dB]. También, se desarrolla la metodología de medición para los parámetros de polarizadores de banda ancha operando en la banda de ondas milimétricas utilizando el prototipo del polarizador diseñado en [2]. En este capítulo se presenta la fabricación y caracterización del dispositivo, también se comparan los resultados teóricos con los resultados experimentales.

2.1. Geometría de la Celda Unitaria y Modelos Equivalentes de Circuitos

El polarizador diseñado en el trabajo [2] es un polarizador basado en superficie selectiva de frecuencia con elementos de anillos divididos y bisecados por una cinta metálica de forma horizontal (Figura 2.1). También, en este polarizador existe una separación entre la superficie selectiva y el plano de tierra, esta distancia ayuda a sintonizar el polarizador sin necesidad de cambiar las dimensiones de los anillos y da

un grado de libertad extra en el diseño del polarizador.

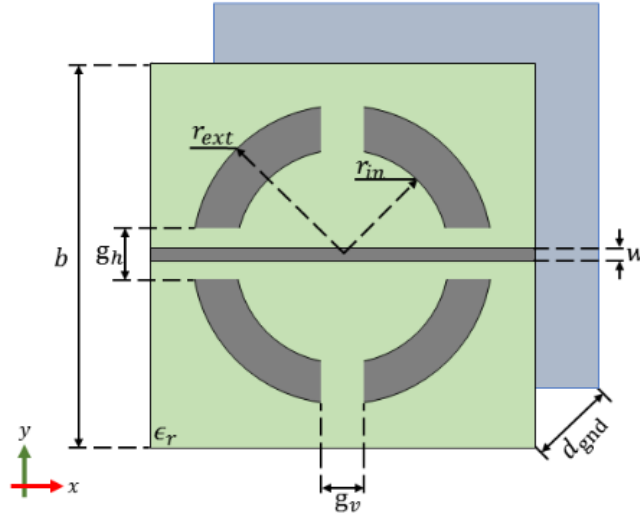


Figura 2.1: Polarizador Basado en Anillos Divididos Celda Unitaria.[2]

La Figura 2.2 muestra que para la onda TE el polarizador presenta un predominante efecto capacitivo pues no se generan corrientes significativas en los anillos ni en la cinta metálica, mientras que para la onda TM el dispositivo presenta un efecto inductivo pues se generan corrientes a lo largo de la cinta y en el anillo. Es necesario mencionar que ambas componentes, TE y TM, experimentan un efecto capacitivo en el dispositivo (Figura 2.2 (c) y (d)) pero para la componente horizontal el efecto que predomina es el inductivo.

Con estos dos efectos es posible adelantar y retrasar las fases de las componentes TE y TM de la onda lineal a 45° que incide en el polarizador y de esta manera alcanzar la diferencia de fases igual a $\frac{\pi}{2}$. También, conociendo estos efectos es posible desarrollar los modelos equivalentes de circuitos del polarizador para las ondas TE y TM los cuales se muestran en la Figura 2.3.

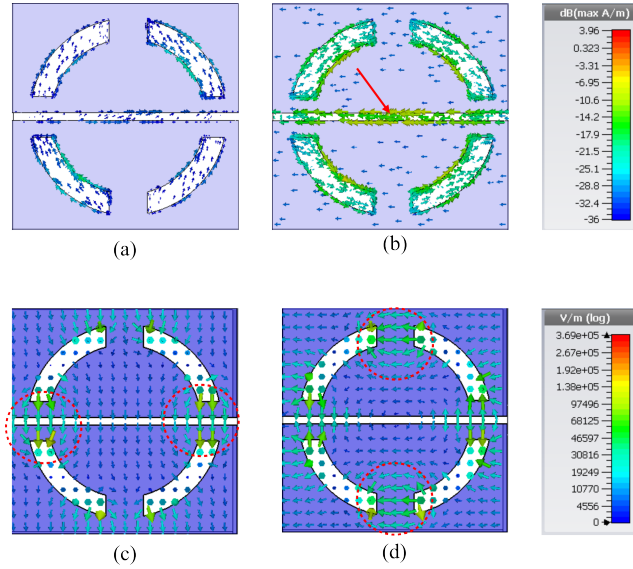


Figura 2.2: Efectos capacitivos e inductivos en el polarizador. (a) Corrientes superficiales provocadas por la onda TE. (b) Corrientes superficiales provocadas por la onda TM. (c) Campo eléctrico TE. (d) Campo eléctrico TM.

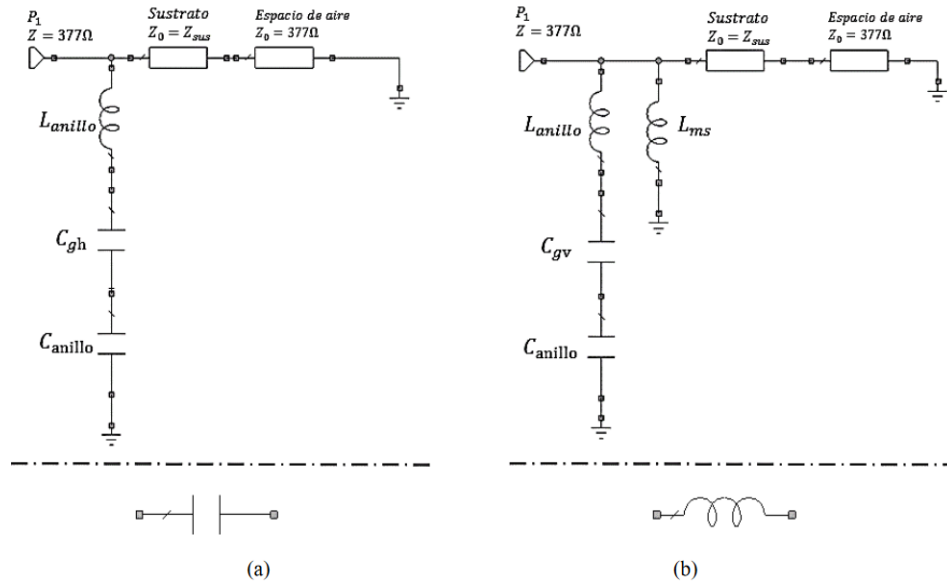


Figura 2.3: Modelos equivalentes de circuitos. (a) Componente vertical. (b) Componente horizontal.[2]

2.2. Simulación Numérica del Polarizador

Usando CST microwave studio, se dibujo, simuló y optimizó la geometría del polarizador. Enseguida se presentan los resultados de la simulación para la razón axial(RA) y Diferencia de fases($\Delta\phi$) del polarizador para diferentes ángulos de incidencia. Las dimensiones de la celda unitaria que se utilizaron en esta simulación se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 2.1: Dimensiones de la celda unitaria del polarizador

Parámetro	Valor [mm]
b	3.00
r_{ext}	1.30
r_{int}	0.90
w	0.10
d_{gnd}	1.50
g_h	0.60
g_v	1.30

En las siguientes secciones de este capítulo se presentará una comparación entre los resultados de estas simulaciones y los resultados de las mediciones del polarizador construido.

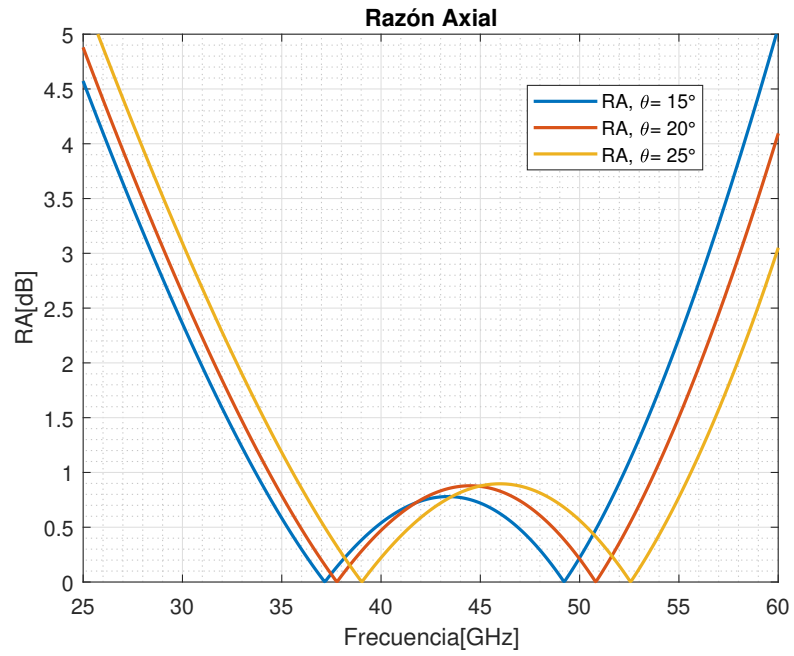


Figura 2.4: Razón axial simulada para $\theta = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ$

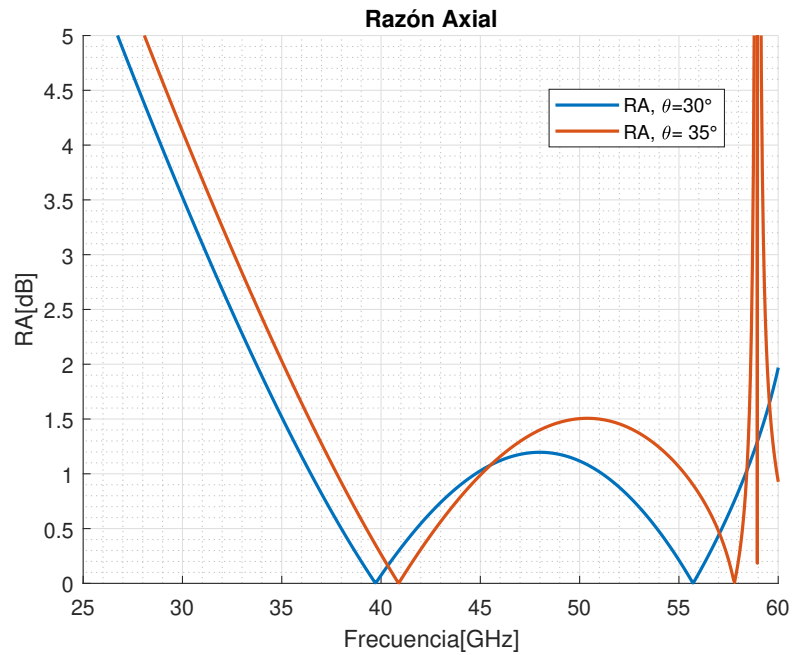


Figura 2.5: Razón axiales simulada para $\theta = 30^\circ, 35^\circ$

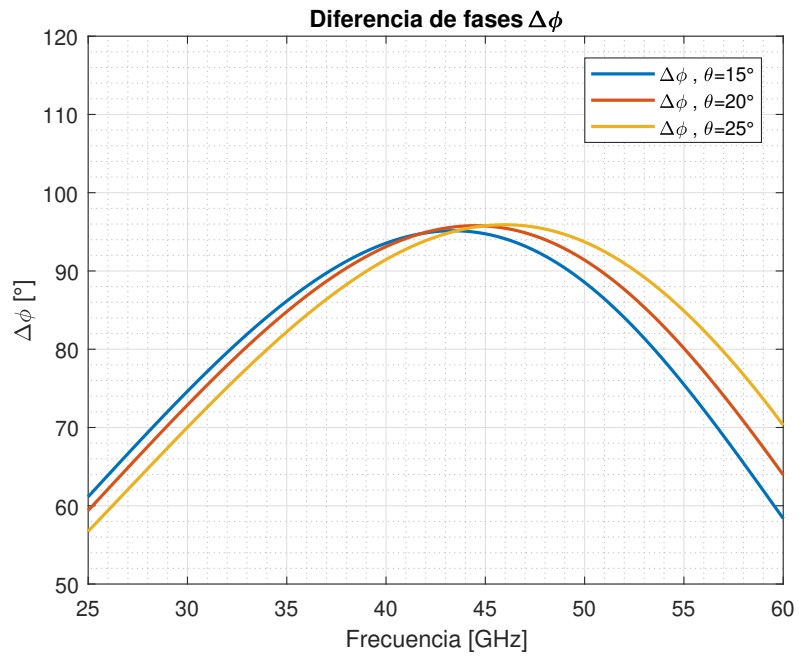


Figura 2.6: Diferencia de fases simulada para $\theta = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ$

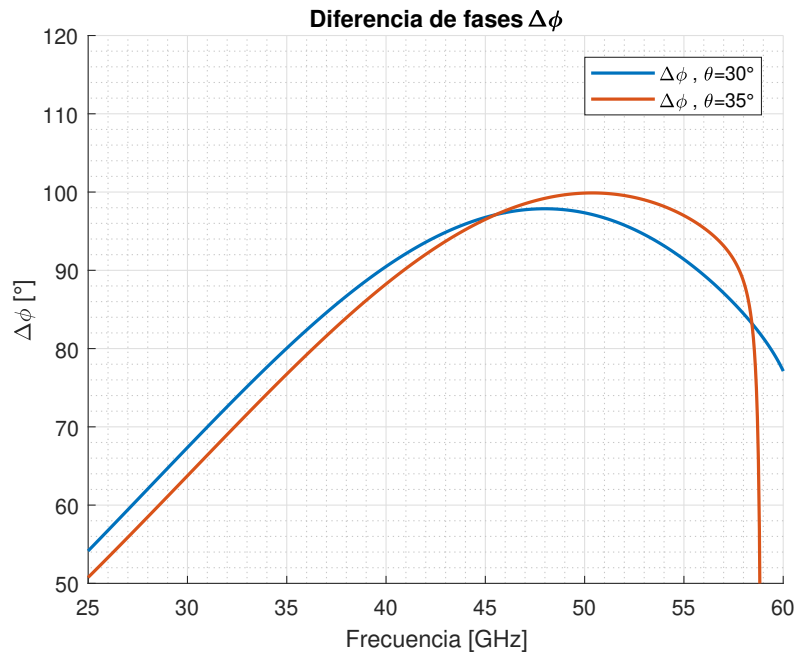


Figura 2.7: Diferencia de fases simulada para $\theta = 30^\circ, 35^\circ$

2.3. Fabricación del Dispositivo

2.3.1. Máscara del polarizador

Para obtener el patrón deseado en un sustrato dieléctrico se utiliza una máscara, dicha máscara se imprime en un acetato para ser utilizadas posteriormente en un proceso fotolitográfico. La máscara realizada y sus detalles se muestra en la Figura 2.8.

Por experiencia del equipo de trabajo con el proceso de fotolitografía se conoce el sobreaque que se produce, por lo que para evitar significativas modificaciones en las medidas de los elementos se consideró un sobreaque de $5[\mu\text{m}]$ para realizar la mascara.

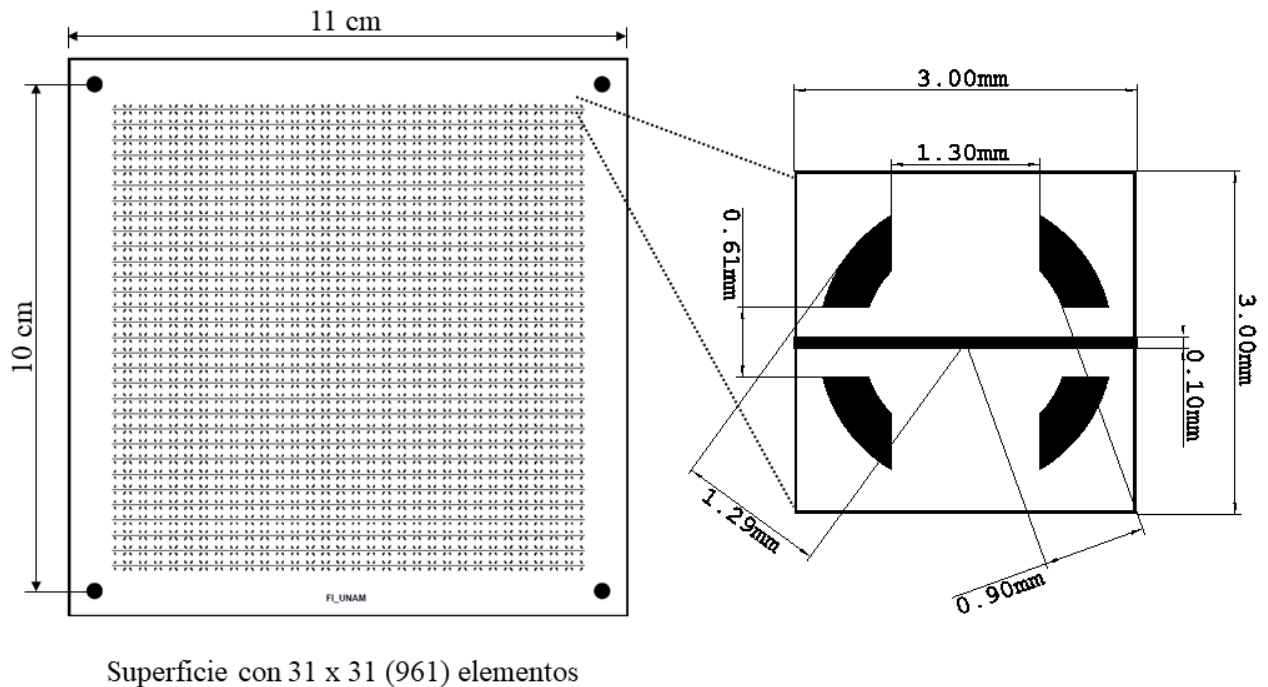


Figura 2.8: Mascara utilizada para fabricar la SSF.

2.3.2. Proceso fotolitográfico

El proceso de fabricación de la SSF se hizo mediante un proceso de fotolitografía, este proceso se puede resumir en los siguientes pasos y en la Figura 2.9 es ilustrado.

Pasos del proceso:

1. Depósito de fotoresist: Mediante centrifugado, se aplica sobre la capa metálica una capa de resina fotosensible.
2. Introducción en el horno: En esta etapa se fijan las resinas sobre el sustrato.
3. Alineación y exposición: Se usa una fotomáscara con áreas opacas y transparentes que forman el patrón a imprimir. La fotomáscara se coloca interponiéndose entre la placa preparada y la fuente luminosa de luz ultravioleta, de este modo, se exponen a la luz, sólo unas partes de la fotorresina, mientras que otras quedan ocultas en la oscuridad.
4. Revelado: En el revelado, la fotoresistencia está preparada para reaccionar de forma diferente a un ataque químico, dejando el patrón de la fotomáscara grabado en la placa.

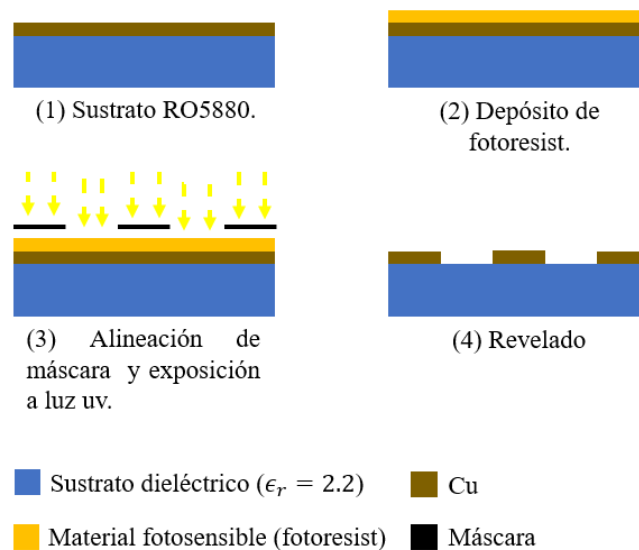


Figura 2.9: Diagrama del proceso de fotolitografía.

En el Laboratorio de Micro Fabricación UNAMems de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, se realizó por el grupo de fabricación, la SSF para el prototipo del polarizador; la fabricación se logró usando el proceso fotolitográfico descrito. La superficie consiste de 31 por 31 elementos con las dimensiones dadas en la Figura. Los elementos de la SSF fueron impresos en un sustrato dieléctrico Rogers 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$) de espesor $0.127[mm]$. En la Figura 2.10 se muestra una fotografía de la SSF impresa.

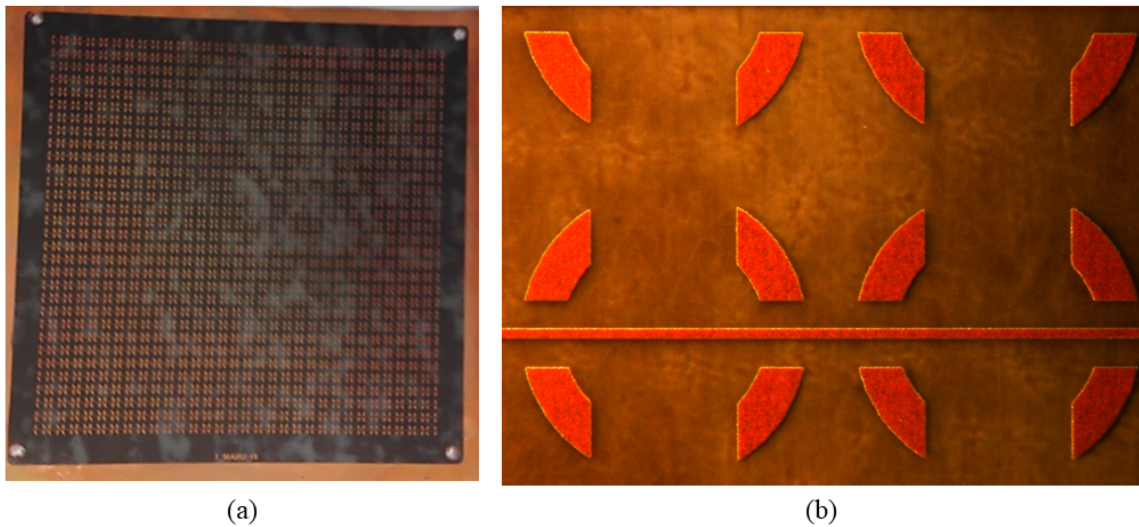


Figura 2.10: Superficie selectiva de frecuencias usada para el polarizador. (a) Arreglo completo de 961 elementos. (b) Vista bajo el microscopio.

Sobre-ataque

En el proceso de fabricación, durante el ataque químico, existen áreas de metal en los bordes del patrón que son removidas involuntariamente, a este fenómeno se le conoce como sobre-ataque. En este caso la presencia del sobre ataque puede alterar el desempeño del diseño del polarizador, sin embargo, en el diseño de la máscara se consideró que el proceso implica un sobre ataque de $5[\mu m]$ como se mencionó en el apartado anterior; la Figura 2.11 muestra el sobre-ataque en uno de los elementos de la SSF, la parte más brillante en los bordes de cobre es el sobre-ataque.

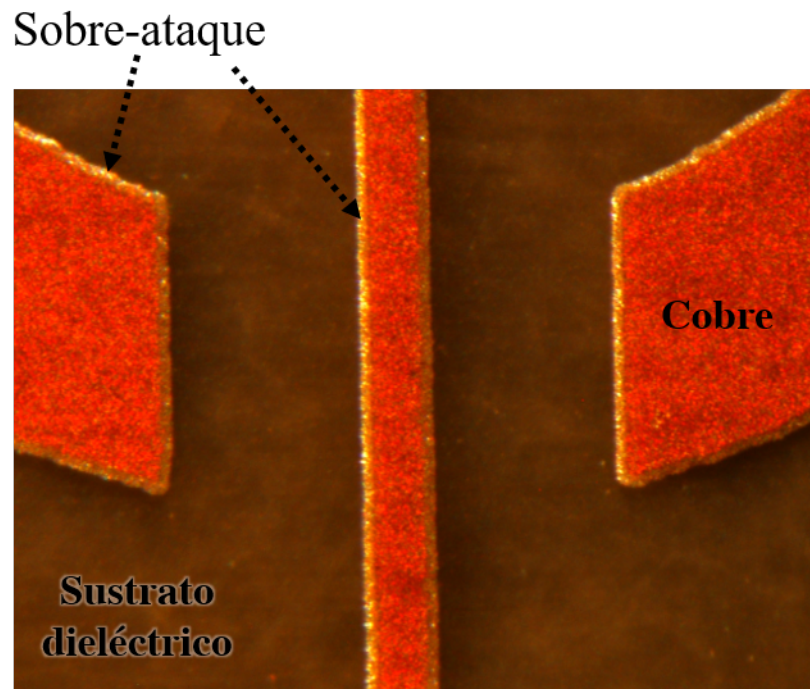


Figura 2.11: Sobreataque en un elemento de la SSF.

2.3.3. Marcos y ensamble del polarizador

La Figura 2.1 indica que existe una separación entre el plano de tierra y la SSF del polarizador, esta distancia fue implementada agregando un marco cuadrado de plástico mientras que el plano de tierra fue representado por una base de aluminio; dos marcos de madera y de metal fueron agregados para poder caracterizar algunos parámetros del dispositivo. Los marcos requeridos se listan enseguida, también se presentan algunos dibujos de estos marcos y del montaje final del dispositivo.

Lista de marcos:

- Base de aluminio (plano de tierra).
- Marco de plástico (separación entre la SSF y el plano de tierra).
- Marco de metal.
- Marco de madera.

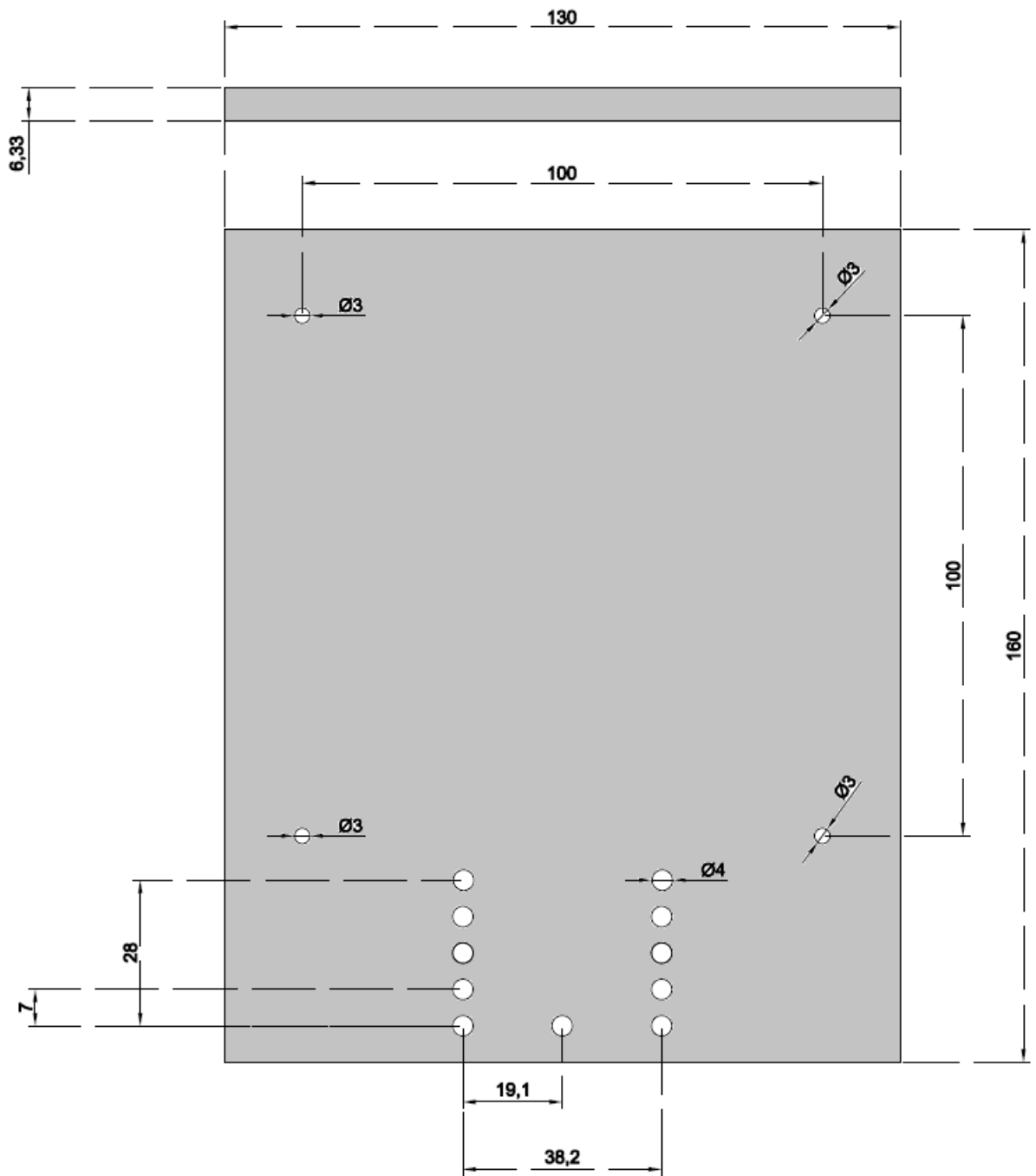


Figura 2.12: Base de aluminio (plano de tierra).

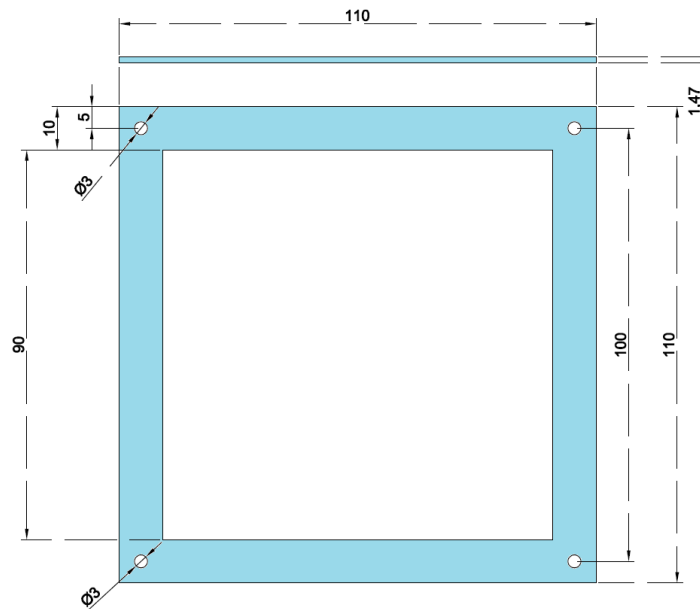


Figura 2.13: Marco de plástico (separación entre la SSF y el plano de tierra d_{gnd}).

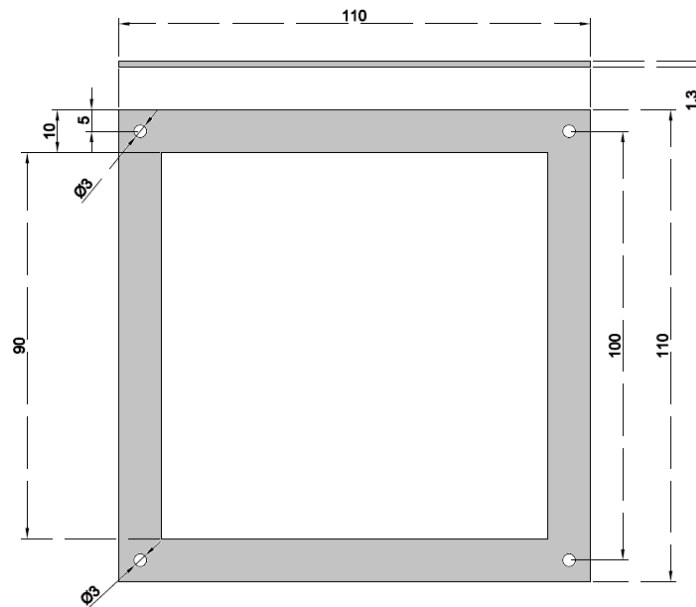


Figura 2.14: Marco de metal.

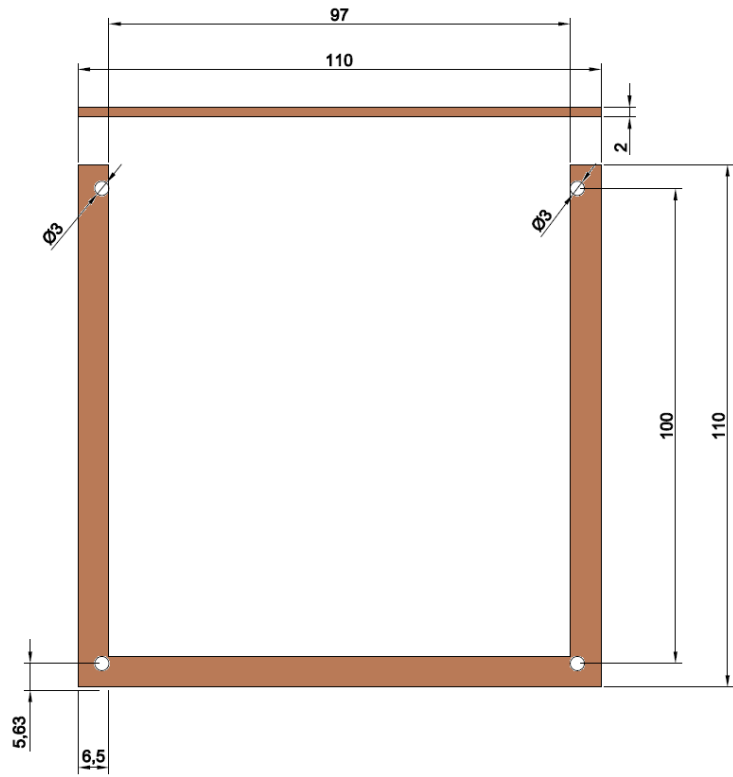


Figura 2.15: Marco de madera.

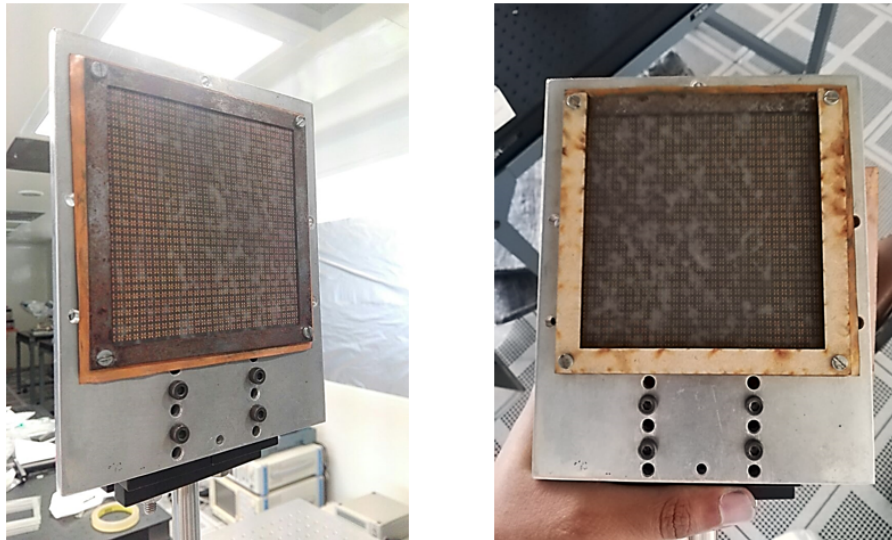


Figura 2.16: Polarizador ensamblado y montado.

En la Figura 2.12 se presenta la base metálica que funciona como plano de tierra del polarizador, además, sirve como soporte para montar el resto de la estructura. Las Figuras 2.13, 2.14, 2.15 presentan los diferentes marcos que ensamblan toda la estructura del polarizador. Finalmente en la Figura 2.16 muestra el dispositivo ensamblado y montado para ser caracterizado.

2.4. Caracterización del Polarizador

En esta sección se presentan los experimentos realizados para medir los parámetros del polarizador. También, se incluye una comparación entre los resultados simulados y los resultados medidos y las elipses de polarización de la onda electromagnética reflejada.

2.4.1. Diseño y Ejecución del Experimento

Para medir la razón axial, la diferencia de fases y las elipses de polarización que caracterizan al dispositivo medimos el parámetro S_{11} de la matriz S del polarizador. Este parámetro, lo pudimos medir con un sistema como el mostrado en la Figura 2.17 enseguida se presenta la lista de componentes que se usaron para implementar el experimento. Es necesario mencionar que las cornetas utilizadas en el experimento son escalares y corrugadas que asegura casi igualdad de los patrones de radiación de los planos principales E y H.

Lista de componentes para realizar el experimento

- Corneta transmisora para frecuencias entre 26[GHz] y 40[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
- Corneta receptora para frecuencias entre 26[GHz] y 40[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
- Corneta transmisora para frecuencias entre 40[GHz] y 60[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro

de polarización.

- Corneta receptora para frecuencias entre $40[GHz]$ y $60[GHz]$ con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
- Lente dieléctrico.
- Motor a pasos Thorlabs para girar antenas receptoras.
- Computadora para control de motores, analizador de redes vectorial y procesar datos.
- Analizador de redes vectorial Agilent (ARV).

Descripción del Experimento y Medición del Dispositivo

En la Figura 2.17 se ilustra el sistema de medición ocupado para caracterizar el polarizador. Enseguida se describe el sistema:

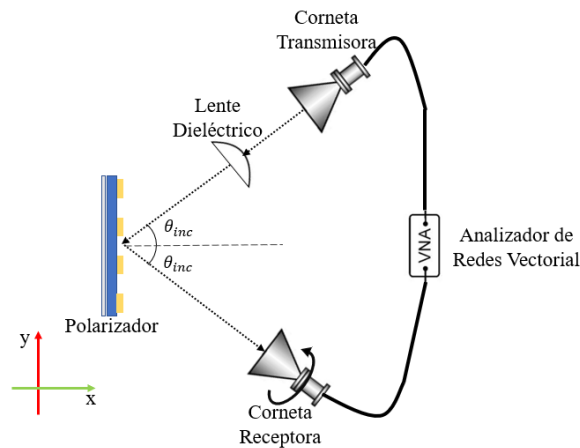


Figura 2.17: Diagrama del experimento.

En el experimento medimos el parámetro S_{21} en el analizador de redes, la corneta transmisora es orientada de manera que el filtro de polarización queda orientado a 45° con respecto al plano XY que es el plano representado por la mesa perforada, por lo tanto la corneta transmisora radia una onda en polarización lineal a 45° .

Después, la onda plana radiada desde la corneta transmisora incide a la lente convirtiéndola en una onda con frente de onda esférico enfocándola en el centro del polarizador, de esta forma la onda electromagnética incide únicamente en los elementos de la SSF y no en los bordes de la superficie, reduciendo las alteraciones del efecto de borde. Luego, la onda incidente es reflejada con polarización circular. Enseguida, se mide razón axial (RA) utilizando la corneta receptora de polarización lineal girandola con ayuda de un motor de pasos de ThorLabs, el rango de ángulos medidos fue de -100° a 100° con un paso de 5° . Finalmente, ubicamos el valor de la intensidad máxima de campo y la intensidad mínima, se realiza el cociente de estas cantidades y así se obtiene el valor de razón axial. Este sistema es implementado con antenas que pueden operar en la banda Ka y luego se sustituyen por antenas que pueden operar en la banda U.

Las Figuras 2.18 y 2.19 presentan el sistema de medición montado para la banda Ka y U respectivamente, en estas imagenes se resalta cada elemento del sistema. Los resultados de la medición se presentan en la siguiente sección.



Figura 2.18: Diagrama del experimento.



Figura 2.19: Diagrama del experimento.

2.4.2. Resultados Experimentales

La RA medida para $\theta_{inc} = 15^\circ, 20, 25^\circ, 30^\circ$ y 35° en la banda de frecuencias de 25 a 60 [GHz], así como las elipses de polarización en diferentes pares de $(\theta[^\circ], f[\text{GHz}])$, son mostradas en las siguientes Figuras 2.20 - 2.49. También, se muestra de manera superpuesta, la RA simulada para la SSF infinita.

El polarizador circular refleja ondas de polarización circular con una RA menor a 3 [dB] en la banda de frecuencias de 25 a 58 [GHz] para θ_{inc} hasta 35° . Se encontró una concordancia razonable entre la simulación numérica y los resultados experimentales.

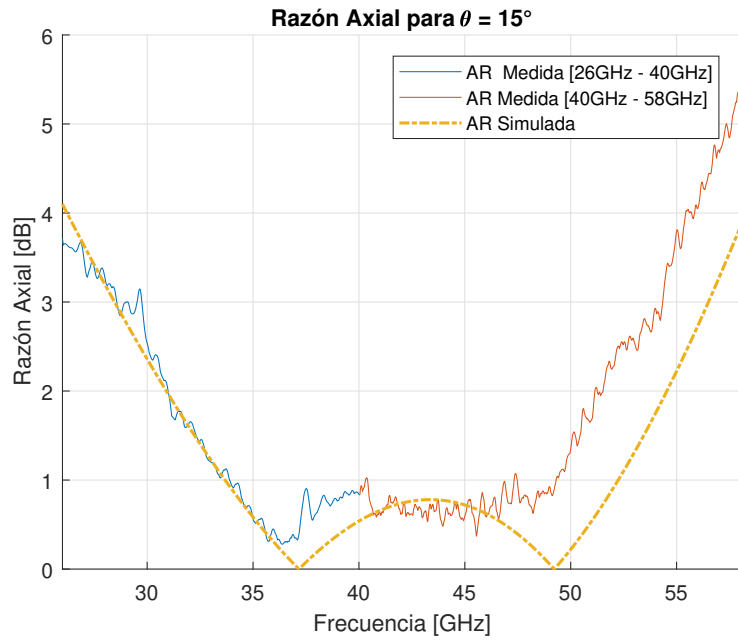


Figura 2.20: Razón axial para $\theta = 15^\circ$.

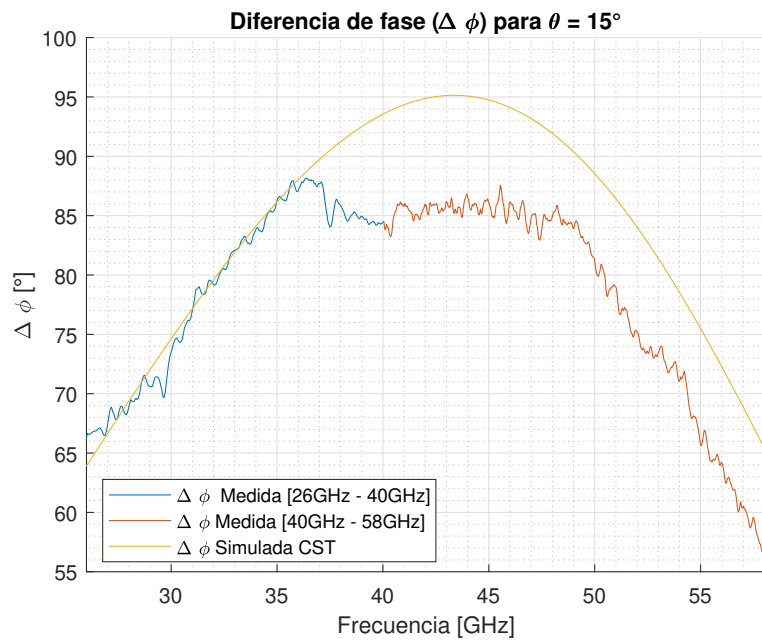


Figura 2.21: Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 15^\circ$.

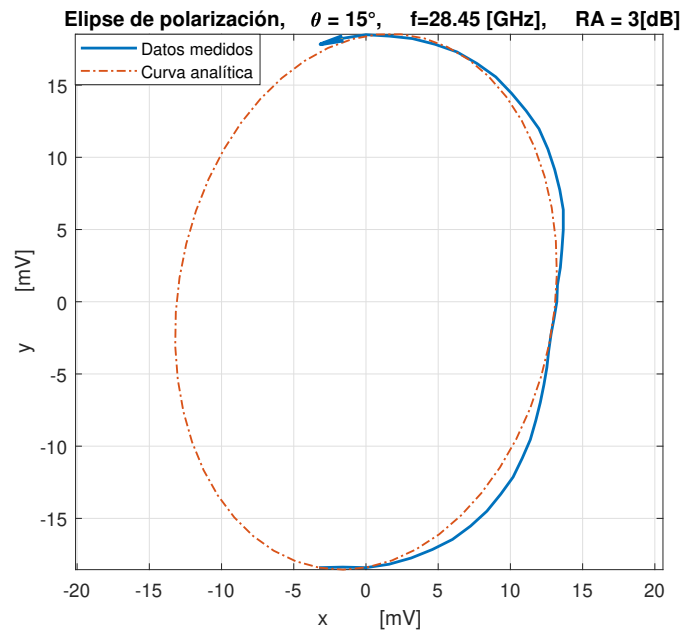


Figura 2.22: Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 3$ [dB].

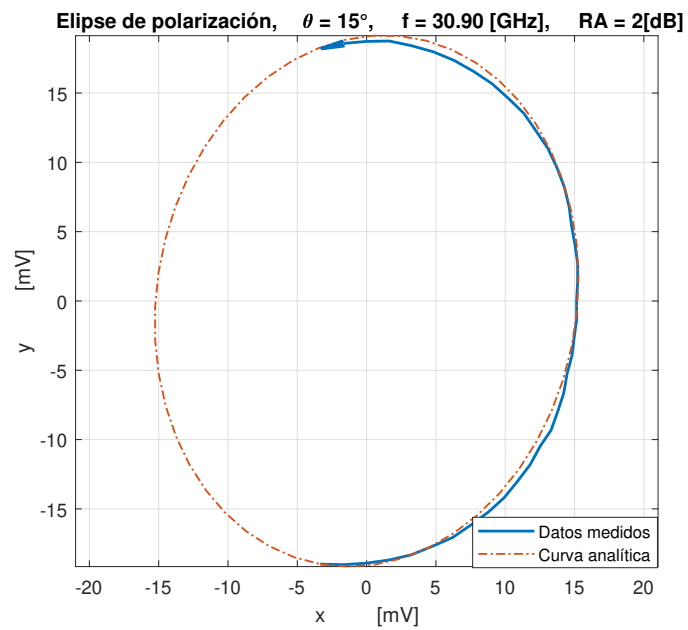


Figura 2.23: Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 2$ [dB].

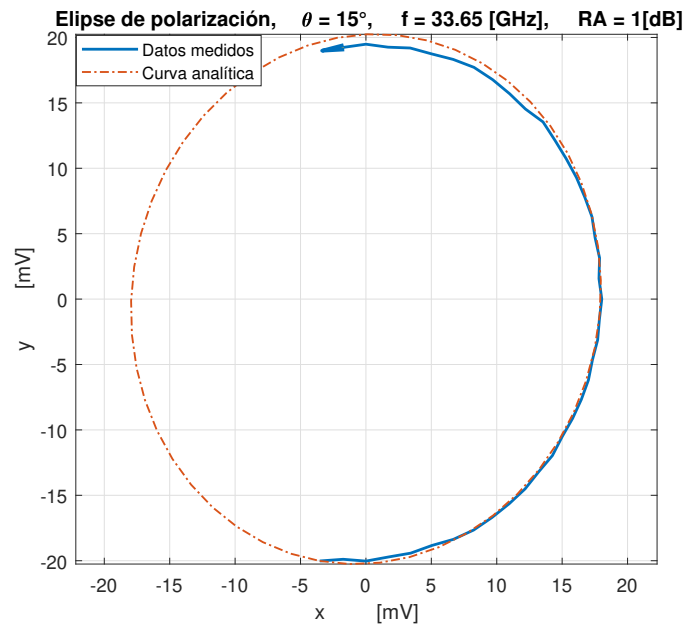


Figura 2.24: Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = 1$ [dB].

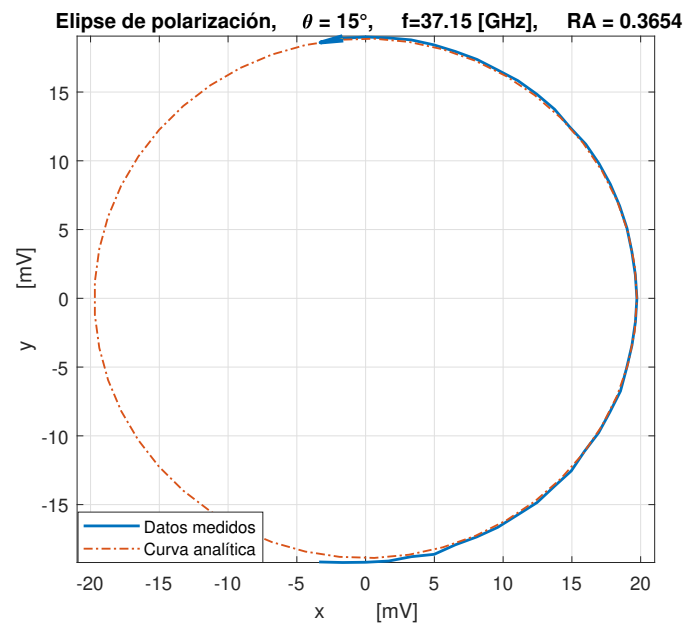


Figura 2.25: Elipse de polarización, $\theta = 15^\circ$, $RA = .3$ [dB].

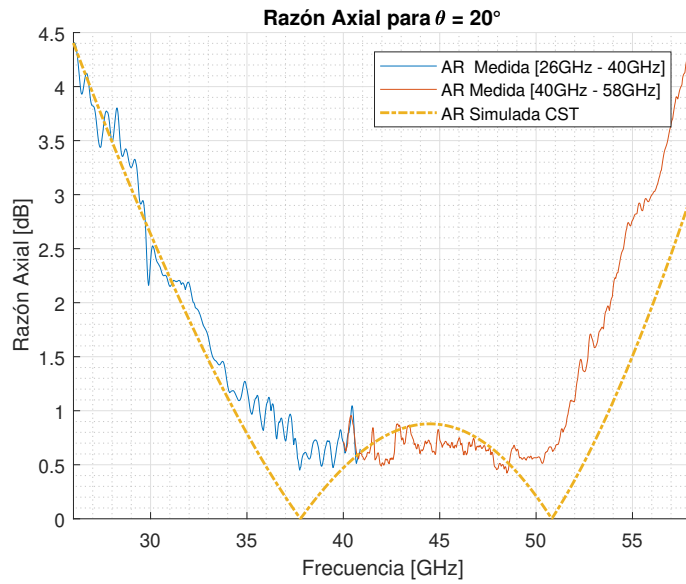


Figura 2.26: Razón axial para $\theta = 20^\circ$.

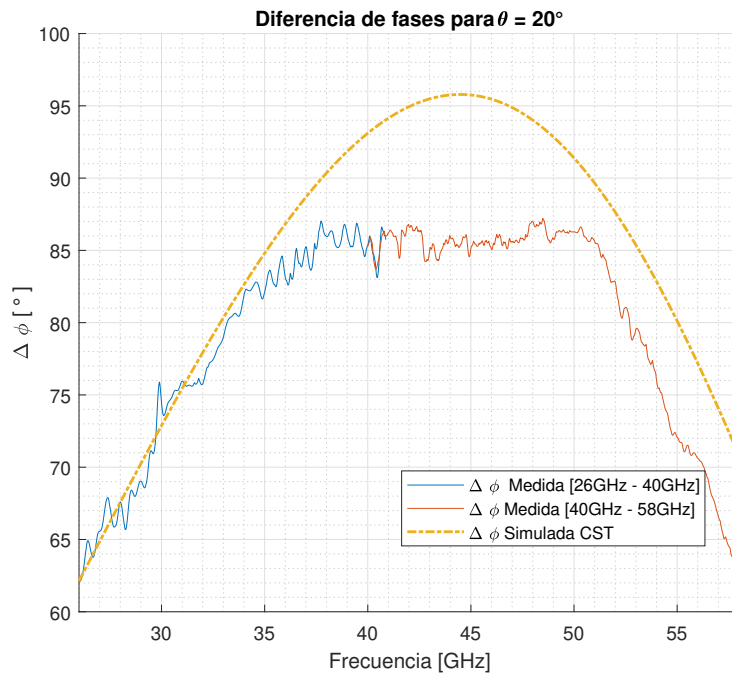


Figura 2.27: Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 20^\circ$.

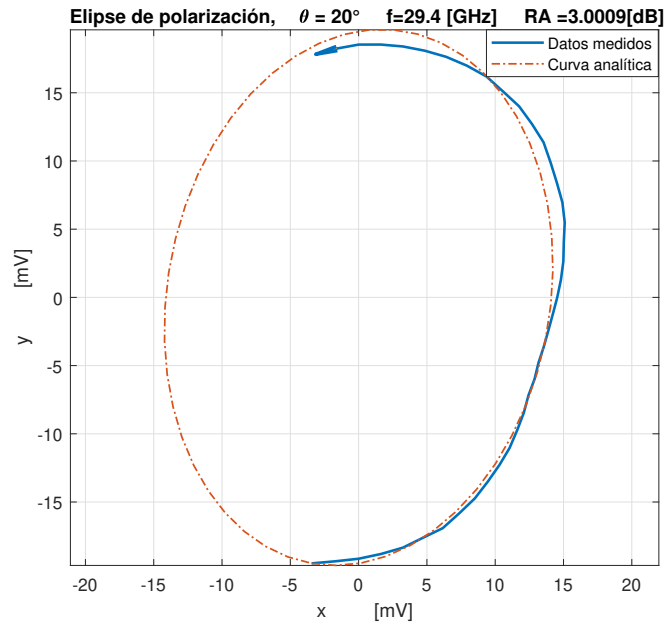


Figura 2.28: Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 3$ [dB].

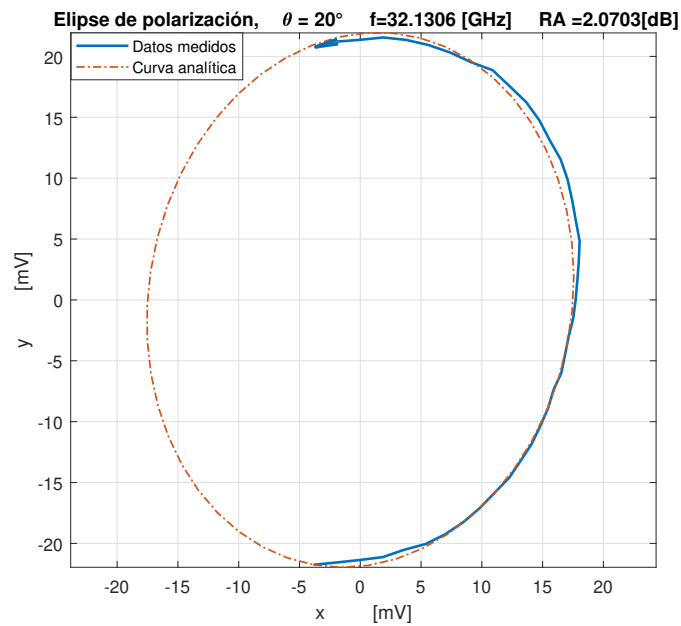


Figura 2.29: Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 2$ [dB].

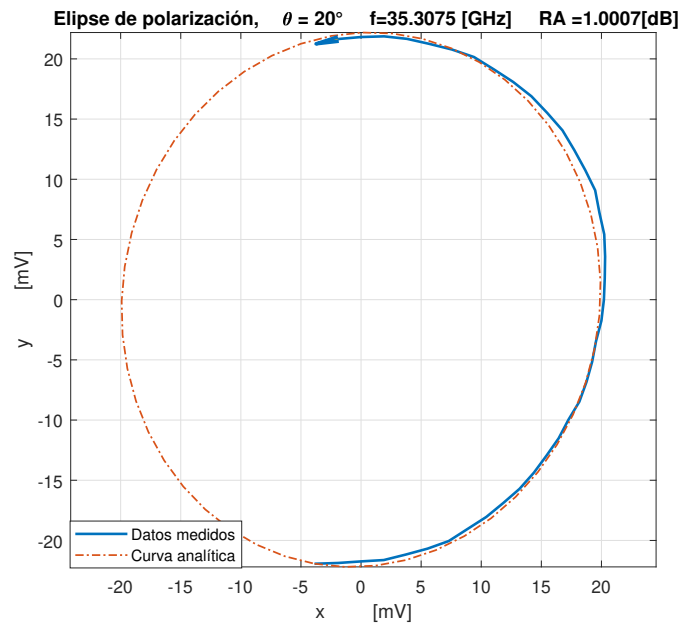


Figura 2.30: Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 1$ [dB].

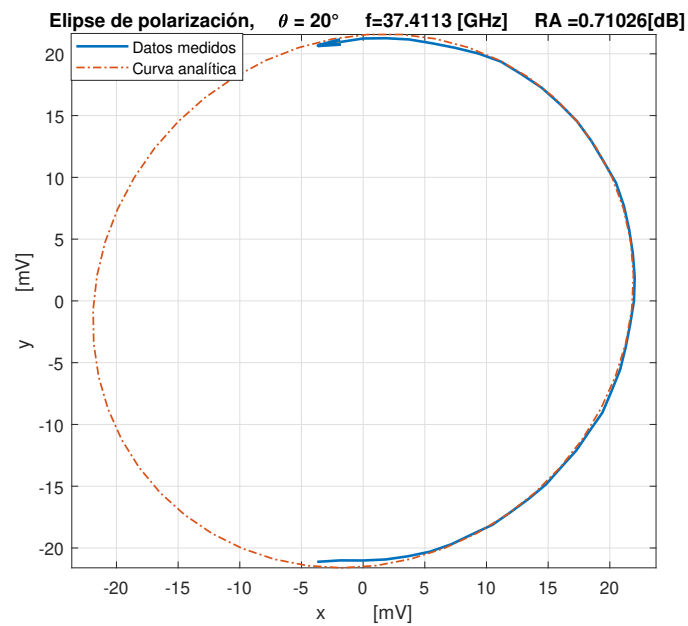


Figura 2.31: Elipse de polarización, $\theta = 20^\circ$, $RA = 0.7$ [dB].

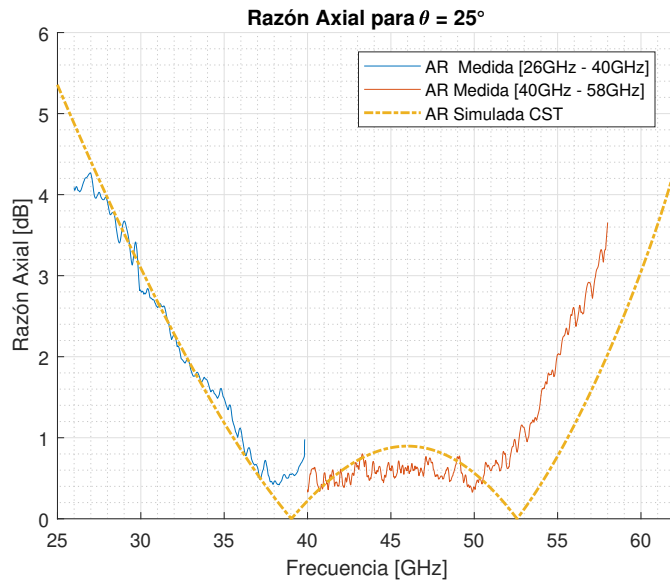


Figura 2.32: Razón axial para $\theta = 25^\circ$.

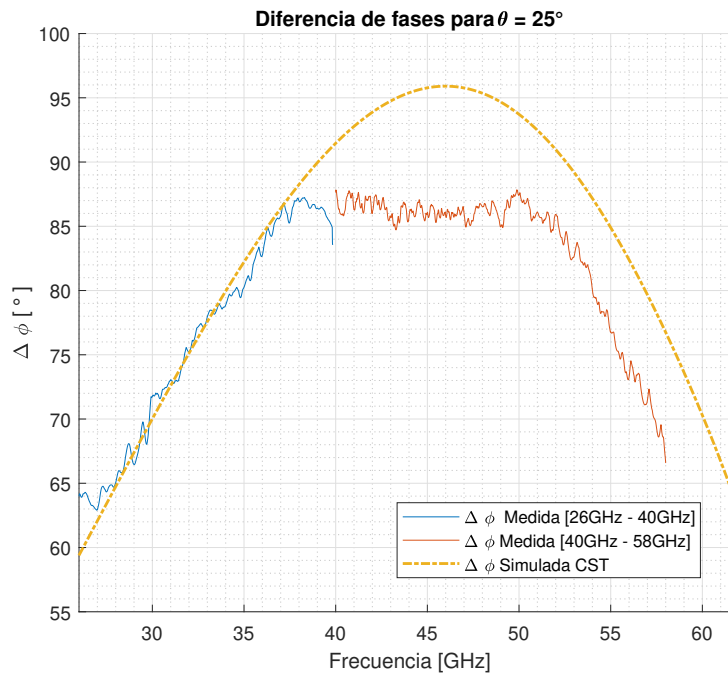


Figura 2.33: Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 25^\circ$.

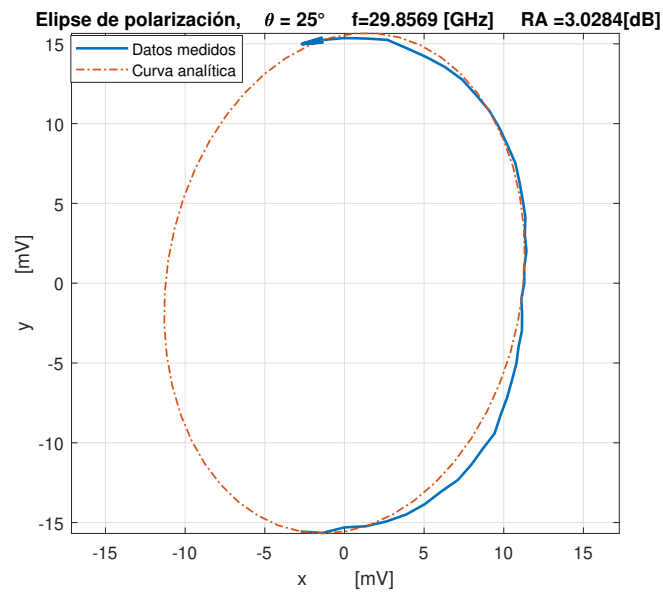


Figura 2.34: Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 3$ [dB].

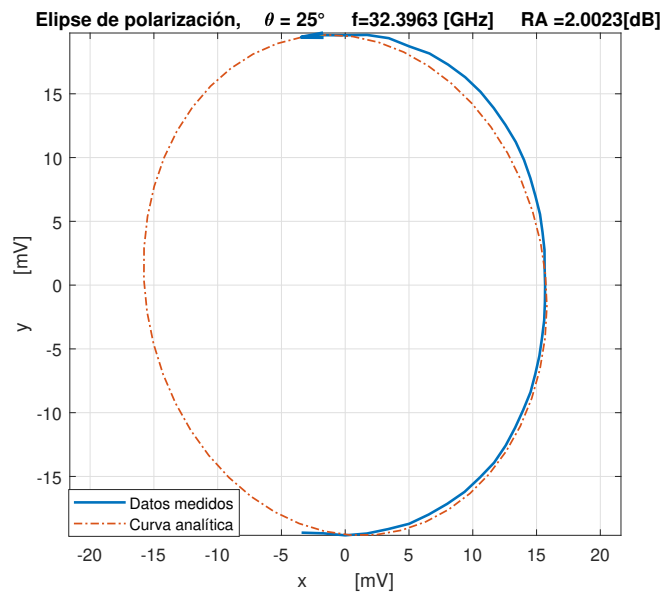


Figura 2.35: Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 2$ [dB].

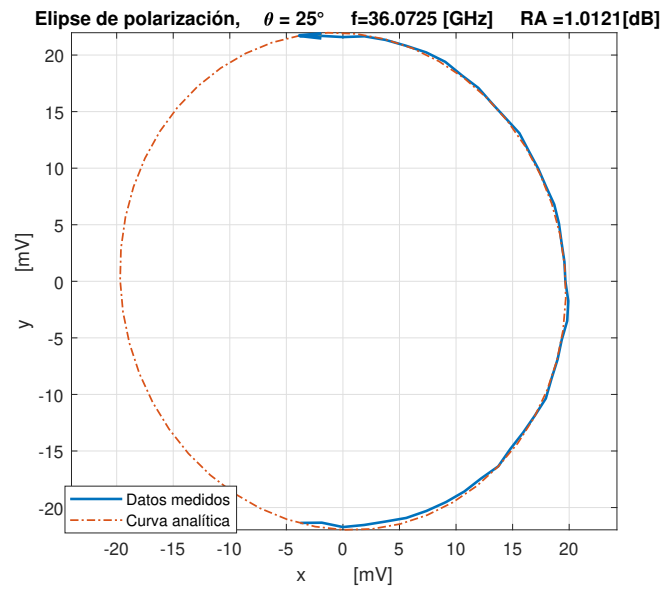


Figura 2.36: Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 1$ [dB].

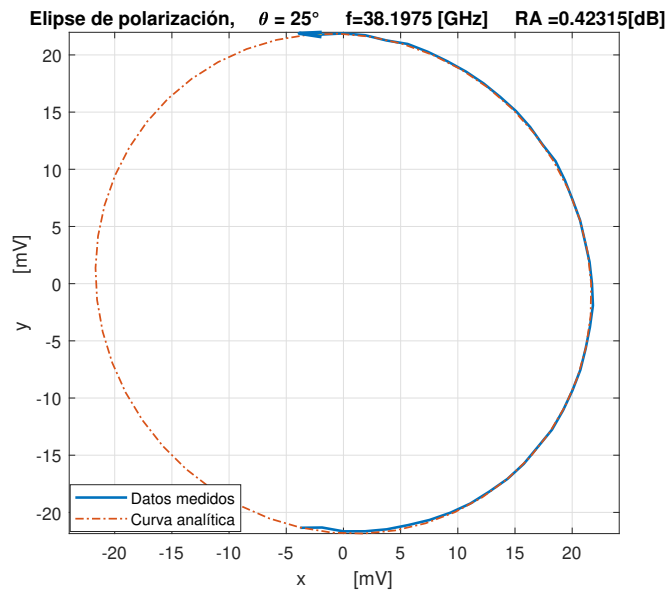


Figura 2.37: Elipse de polarización, $\theta = 25^\circ$, $RA = 0.4$ [dB].

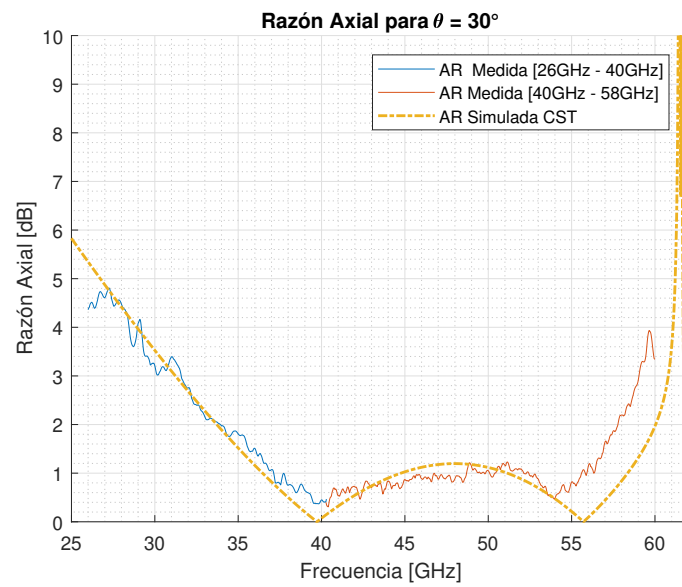


Figura 2.38: Razón axial para $\theta = 30^\circ$.

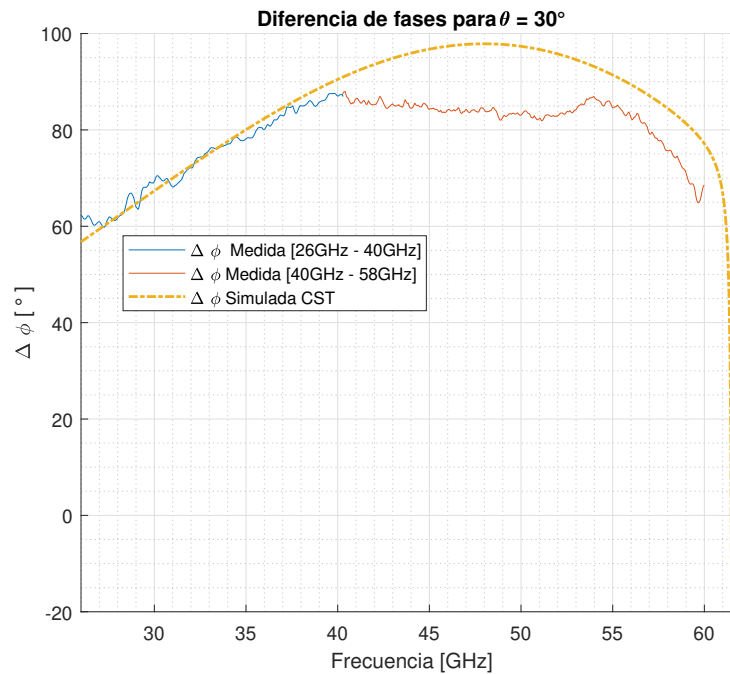


Figura 2.39: Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 30^\circ$.

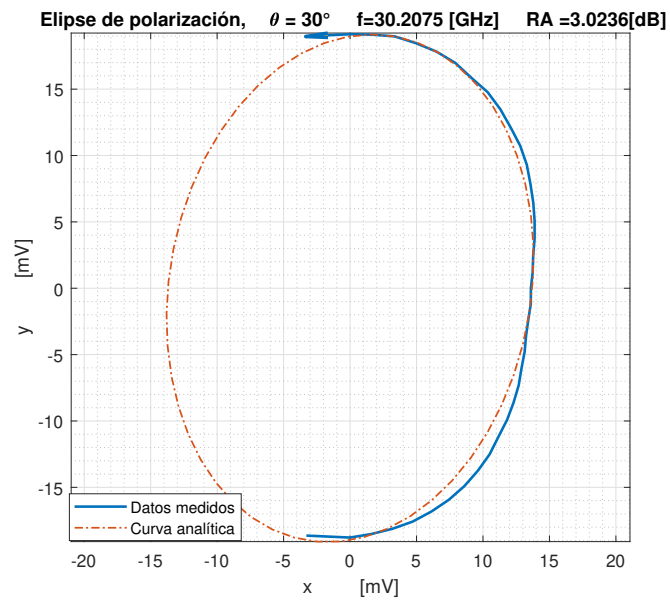


Figura 2.40: Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 3$ [dB].

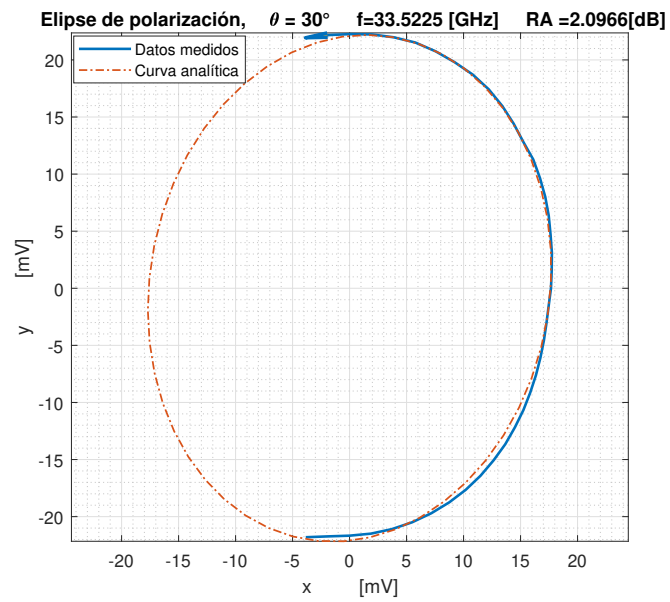


Figura 2.41: Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 2$ [dB].

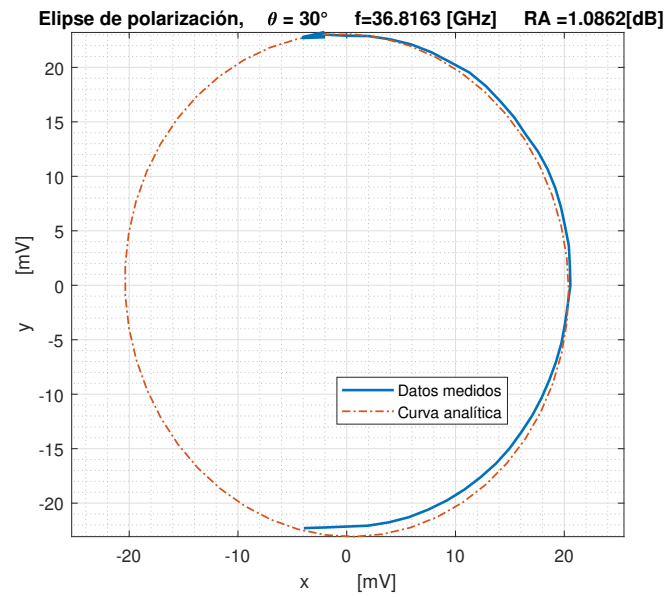


Figura 2.42: Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 1$ [dB].

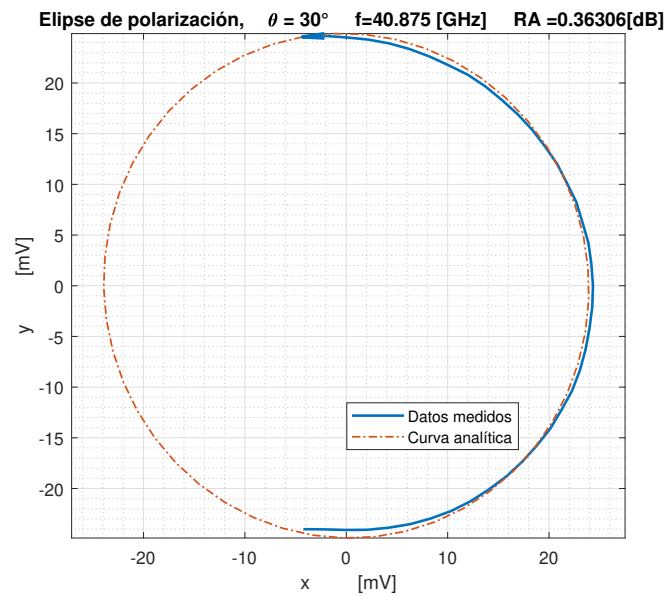


Figura 2.43: Elipse de polarización, $\theta = 30^\circ$, $RA = 0.3$ [dB].

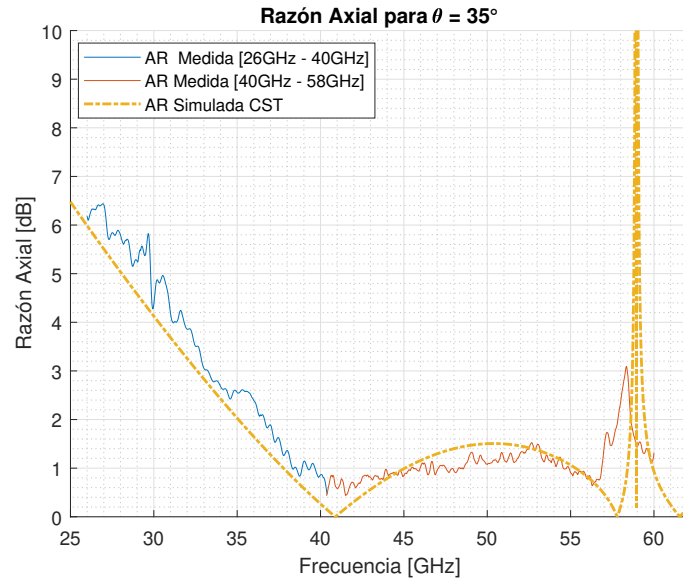


Figura 2.44: Razón axial para $\theta = 35^\circ$.

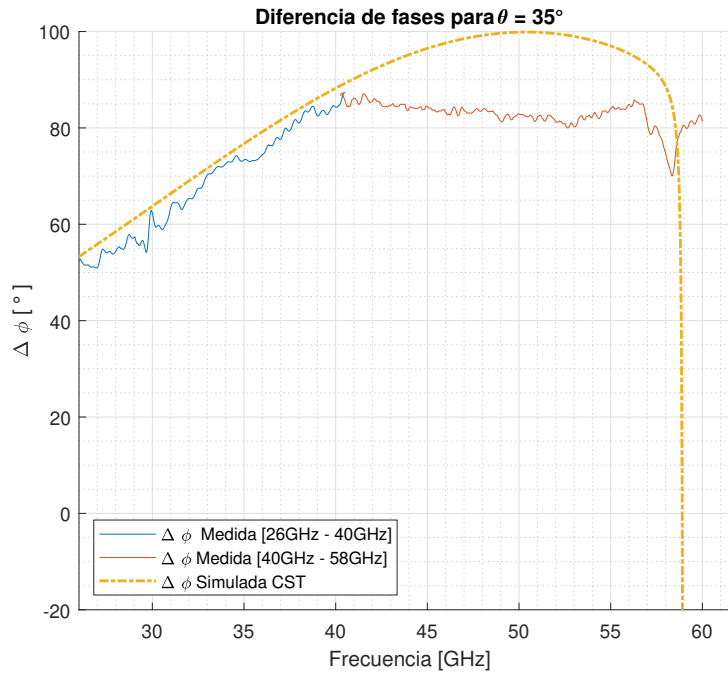


Figura 2.45: Diferencia de fases $\Delta\phi$ para $\theta = 35^\circ$.

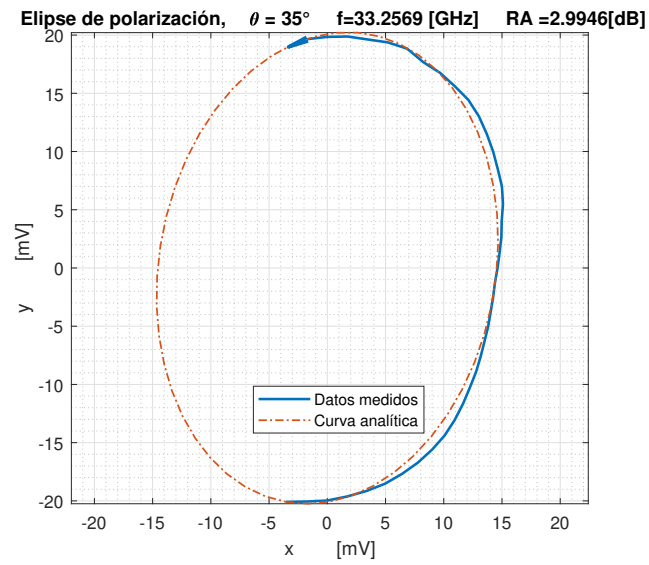


Figura 2.46: Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 3[dB]$.

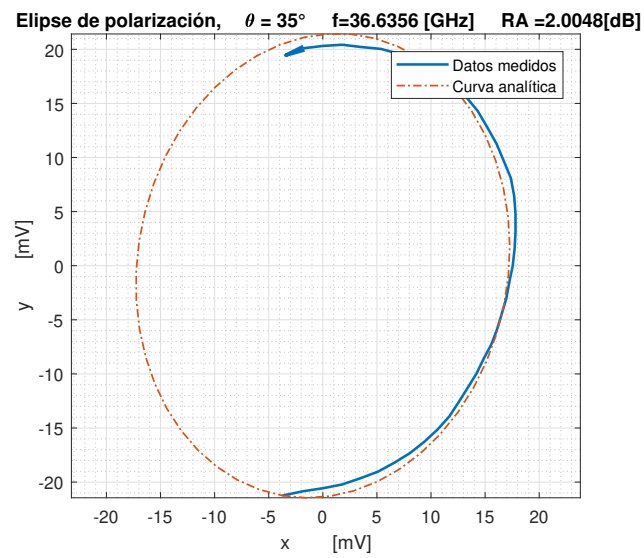


Figura 2.47: Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 2[dB]$.

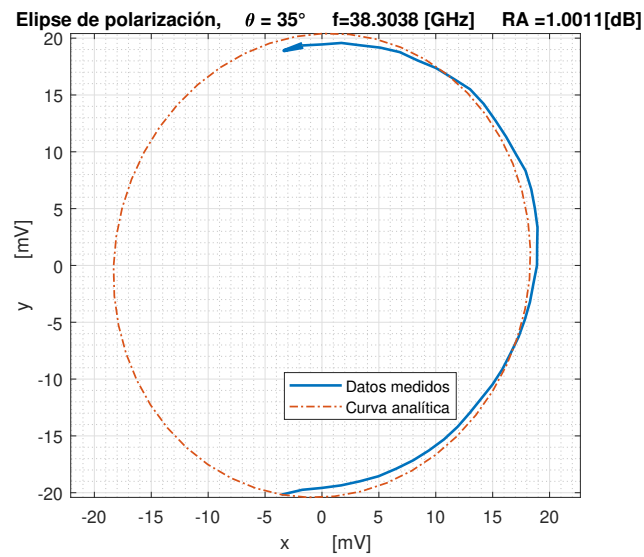


Figura 2.48: Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 1$ [dB].

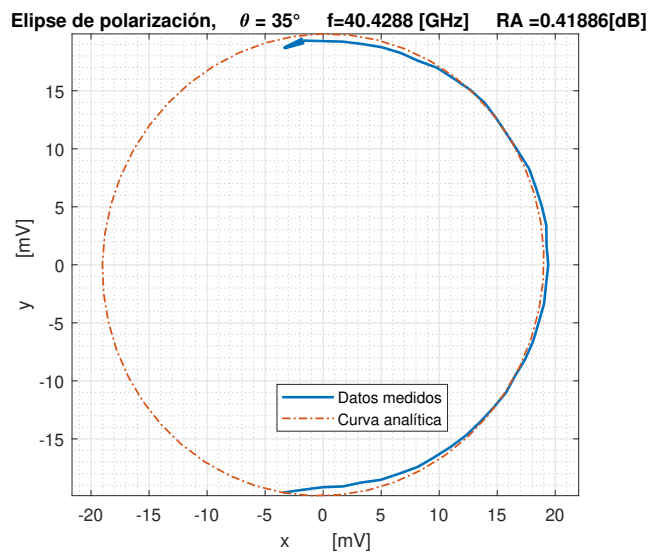


Figura 2.49: Elipse de polarización, $\theta = 35^\circ$, $RA = 0.4$ [dB].

Se puede observar en las imágenes anteriores que la respuesta medida del RA valida la tendencia calculada en la simulación. Sin embargo, es importante recordar que en la simulación se considera una estructura infinita, mientras que experimentalmente se midió un prototipo con dimensiones finitas (de 961 elementos). No obstante, la diferencia de la RA medido con respecto a la simulación puede también ser ocasionado por los siguientes factores: 1) tolerancias de fabricación debido al sobreataque 2) ligera elipticidad de la onda incidente linealmente polarizada, 3) desalineación angular del vector de campo eléctrico de la onda incidente con respecto al eje colocado a 45° , 4) reflexiones no deseadas con polarización cruzada debido a los marcos u otros elementos del sistema.

2.4.3. Conclusiones del Capítulo

1. Se realizó la optimización y simulación del dispositivo de esta forma se obtuvieron las dimensiones del dispositivo y fabricamos la SSF. En el proceso de fabricación se presentó un sobreataque, este sobreataque aun que fue considerado en el dibujo de la máscara puede influir en el desempeño del polarizador.
2. Al comparar los resultados experimentales con los resultados teóricos se presenta una alta concordancia entre ellos. Las diferencias en estos datos puede deberse a los siguientes factores:
 - Sobreataque: Durante la fabricación se presento un sobreataque; este sobreataque alteró las dimensiones de los elementos es decir los radios internos y externos de los anillos y la banda metálica son diferentes a los del diseño y por consecuencia la impedancia de la SSF y la respuesta del polarizador son alteradas.
 - Reflexiones no deseadas: En el sistema de medición se pueden presentar diversas reflexiones por ejemplo en los marcos, lente y soportes. En el primer capítulo se concluyó que incluso un nivel de polarización cruzada relativamente bajo entrando a la corneta receptora puede empeorar de manera importante la razón axial, por esta razón cualquier reflexión no deseada alterará el desempeño del dispositivo.

- Desalineación: Al montar el sistema se tomo extremo cuidado en la alineación de los dispositivos tanto angularmente como en alturas, sin embargo, pudieron existir ligeros errores en la alineación, en suma esto puede repercutir ligeramente la respuesta medida.
 - Polarización cruzada de la onda incidente: Idealmente, la onda incidente tiene que ser una onda linealmente polarizada orientada a 45° respecto al plano XY sin embargo, en la práctica inciden dos ondas, una onda con polarización lineal a 45° y otra onda ortogonal a ella con magnitud muy baja, es decir la onda incidente realmente tiene una polarización elíptica con razón axial muy alta; esto puede afectar el desempeño del dispositivo.
3. Las elipses de polarización nos confirman que el polarizador refleja ondas con polarización elíptica de razón axial baja lo que las hace tender a ondas con polarización circular. Cuando la diferencia de fase $\Delta\phi$ es cercana a $\frac{\pi}{2}$ y la razón axial (RA) tiende a cero, los ejes de la elipse de polarización se alinean a lo largo de los ejes X y Y siendo el eje mayor el que se alinea sobre el eje Y. Conforme la RA incrementa y la diferencia de fases difiere de $\frac{\pi}{2}$, El eje mayor de la elipse de polarización forma un ángulo de 4° con respecto al eje horizontal. Se puede argumentar que la distorsión de polarización esta en función predominante de la diferencia de fases que la SSF provoca entre las ondas TE y TM incidentes.
 4. Los resultados medidos sugieren que el polarizador refleja ondas con polarización circular con razón axial menor a 3 [dB] en el rango de frecuencias de 27[GHz] hasta 57 [GHz] (BW= 30GHz) en un intervalo de ángulos de incidencia comprendidos entre $\theta = 15^\circ$ y $\theta = 35^\circ$. Estos resultados comprueban las características del diseño.

Capítulo 3

Polarizador Reflectivo de Doble Banda con Polarizaciones Ortogonales entre las Bandas

En este capítulo se presenta el diseño y la simulación de un polarizador de doble banda con polarizaciones ortogonales entre sus bandas de operación, este tipo de dispositivos es de gran interés pues muchas aplicaciones de comunicación inalámbrica como las comunicaciones por satélite donde se utilizan señales polarizadas circularmente, con el requisito de operar en bandas distintas con polarizaciones ortogonales entre el enlace ascendente y el enlace descendente. También, en las comunicaciones por satélite la tendencia es moverse a frecuencias más altas e integrar las antenas receptoras y transmisoras en una doble banda. Con esto en mente, en este apartado se presenta el diseño de un polarizador de doble banda que opere en la banda Ka y la banda U con polarizaciones mutuamente ortogonales.

3.1. Anillo Resonante de Doble Banda

En el capítulo uno se discutió que al diseñar polarizadores de doble banda basados en SSF's es común utilizar elementos de dos tamaños distintos para la SSF. Para el diseño de nuestro polarizador ocuparemos una SSF basada en dos ranuras en forma de anillos concéntricos como se muestra en la Figura 3.1. Se seleccionó trabajar con

ranuras de anillos y no con anillos metálicos por que las ranuras tienen una mayor tolerancia angular. [28].

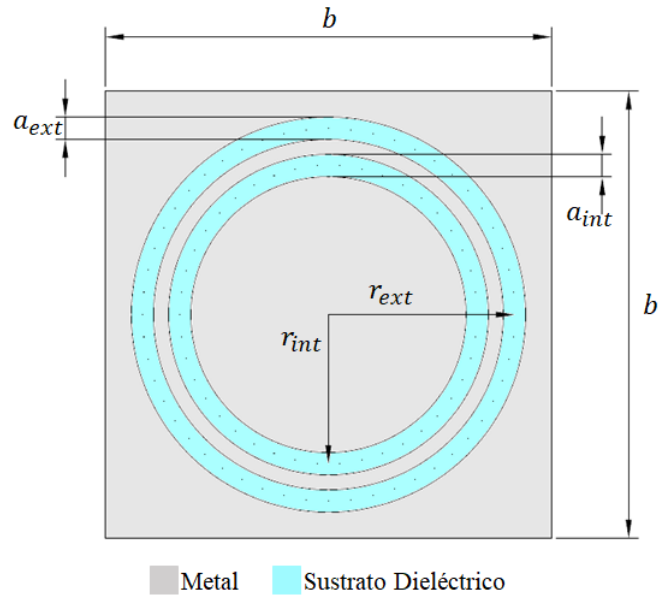


Figura 3.1: Anillos concéntricos para la celda unitaria.

Los parámetros significativos de la celda unitaria se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 3.1: Parámetros de la celda unitaria de anillos concéntricos.	
Parámetro	Descripción del parámetro
r_{ext}	Radio medio del anillo exterior.
r_{int}	Radio medio del anillo interior.
a_{ext}	Ancho del anillo exterior.
a_{int}	Ancho del anillo interior.
b	Periodo de la celda unitaria.

3.1.1. Simulación Electromagnética de los Anillos Concentricos

Se realizó una simulación electromagnética de una estructura con parámetros arbitrarios para poder obtener un modelo equivalente de circuitos de un elemento de anillos concentricos y poder reducir el tiempo de simulación. La simulación electromagnética se realizó con el programa *CST Microwave Studio*.

Los parámetros utilizados para esta simulación se presentan en la Tabla 3.2.

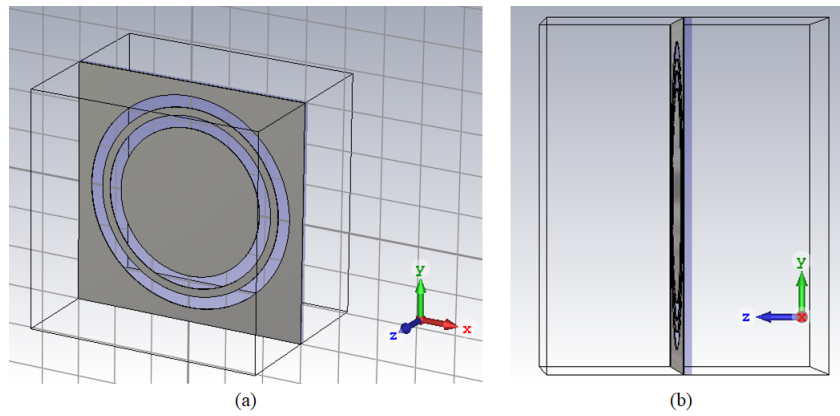


Figura 3.2: Dibujo de la celda unitaria en CST. (a) Vista en perspectiva. (b) Vista lateral.

Tabla 3.2: Parámetros de la celda unitaria utilizados en la simulación.

Parámetro	Valor del parámetro [mm]
r_{ext}	.50
r_{int}	2.00
a_{ext}	0.30
a_{int}	0.30
b	6.00

El parámetro S_{11} del polarizador se presenta en la Figura 3.2, en esta curva se pueden ver dos resonancias correspondientes a cada uno de los anillos. La primera resonancia ocurre en $f_1 = 16.82[GHz]$ ($\lambda_1 = 17.83[mm]$) y la segunda en $f_2 = 24.52[GHz]$ ($\lambda_2 = 12.23[mm]$); como sabemos un anillo resuena cuando la longitud de onda se asemeja al perímetro del anillo considerando el radio medio del anillo. El perímetro del anillo exterior es $p_1 = 15.70[mm]$ que es cercano a λ_1 , por otra parte el perímetro del anillo interior es $P_2 = 12.56$ que se aproxima a $\lambda_2 = 12.23$; con esta información se verifica que cada una de las resonancias en el parámetro S_{11} de la estructura es provocada por un anillo. Por otra parte, el punto máximo en $0[dB]$ es provocado por la resonancia del anillo metálico que separa a las de ranuras.

Por otra parte, La Figura 3.4 nos presenta el campo eléctrico de la onda TE en la estructura de anillo doble en las frecuencias $f_1 = 16.82 [GHz]$ y $f_2 = 24.52 [GHz]$, en estas dos frecuencias resuenan el anillo exterior y el anillo interior respectivamente. En la imagen es claro que los dos anillos resuenan de forma independiente en sus respectivas frecuencias.

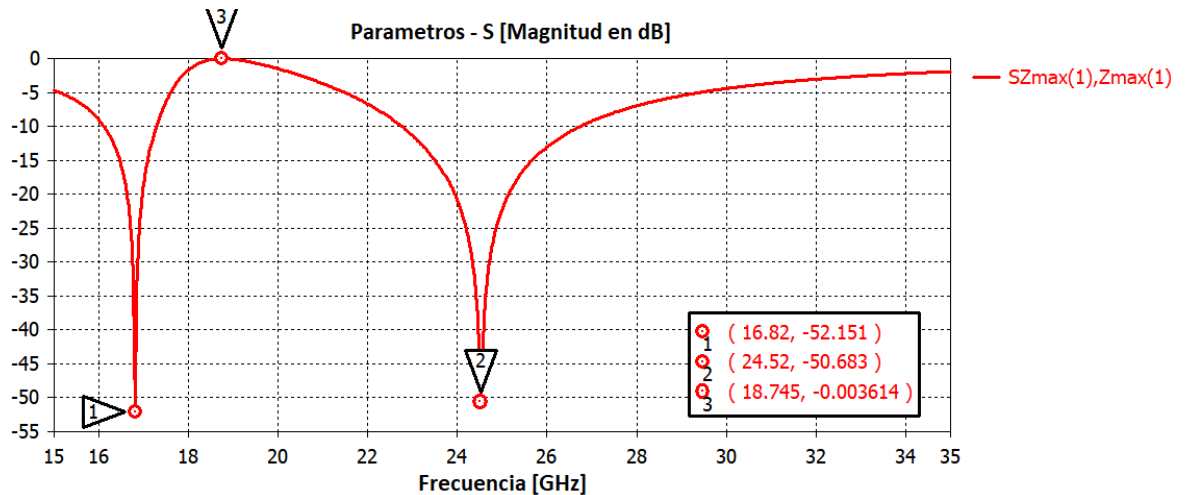


Figura 3.3: Parámetro S_{11} de la estructura de doble anillo.

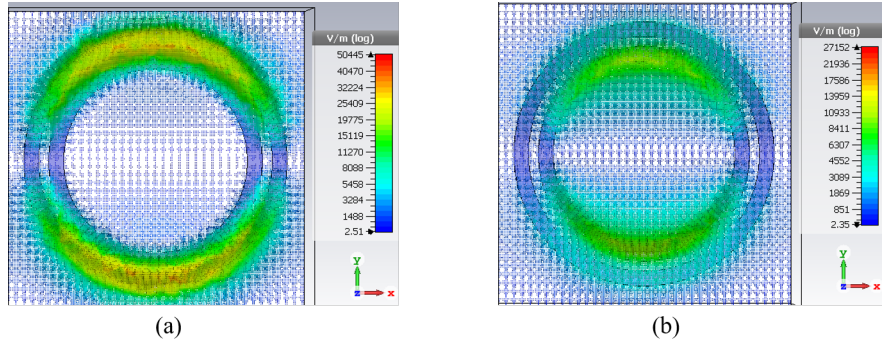


Figura 3.4: Anillos resonando. (a) Anillo exterior resonando en $16.82[GHz]$. (b) Anillo interior resonando en $24.52[GHz]$

La respuesta de esta estructura nos ayudó a proponer un modelo equivalente de circuitos adecuado para modelar a los anillos concéntricos para poder diseñar de forma circuital el polarizador, este modelo se presenta en la siguiente sección del capítulo.

3.1.2. Modelo Equivalente de Circuitos para los Anillos Concéntricos

Con ayuda del programa AWR y con experiencia previa de estructuras con anillos obtuvimos el modelo equivalente de circuitos para la estructura de doble anillo; El modelo es presentado en la Figura 3.5, este modelo consiste básicamente en dos circuitos LC embebidos. Un Modelo más completo contemplaría dos inductores más, uno que conectara a al capacitor C_1 con el circuito resonante formado por L_2C_2 y el otro que conectara a este mismo circuito resonante a tierra, sin embargo, estos inductores son despreciables y no producen diferencias significativas en el modelo.

Los parámetros de este circuito y su descripción, se presentan en la Tabla 3.3. Es necesario mencionar que se seleccionaron dos puertos de entrada y de salida con una impedancia característica de $377 [\Omega]$ que representan el espacio libre y también que este modelo representa a la SSF de anillos concéntricos sobre un sustrato Rogers 5880 que tiene una impedancia intrínseca de $254.16 [\Omega]$.

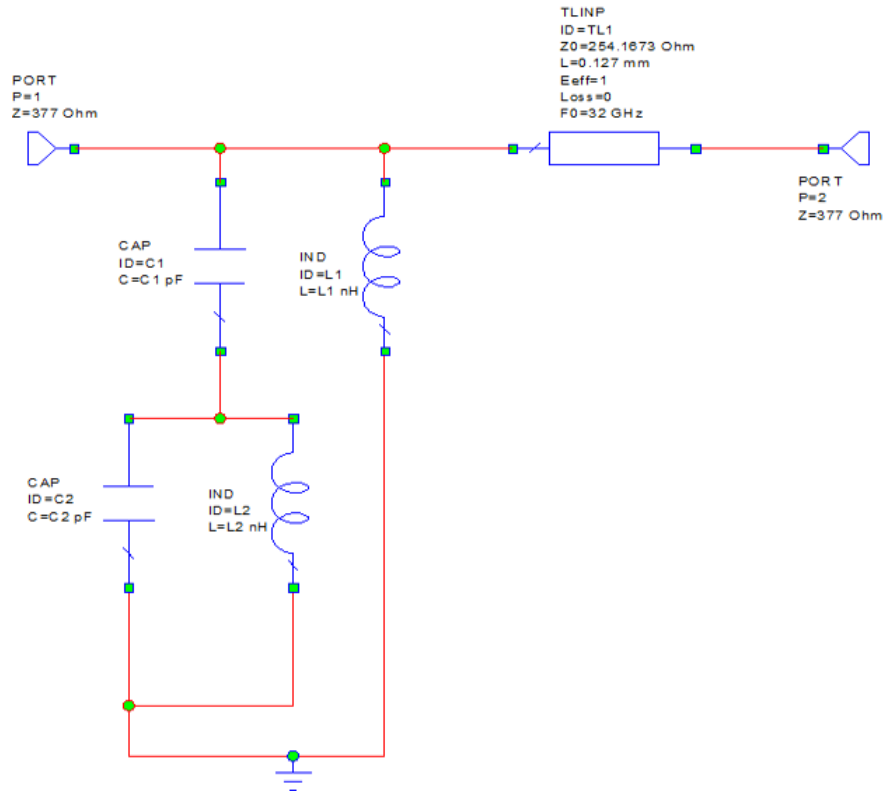


Figura 3.5: Anillos resonando. (a) Anillo exterior resonando en $16.82[GHz]$. (b) Anillo interior resonando en $24.52[GHz]$

Tabla 3.3: Parámetros del modelo equivalente de circuitos.	
Parámetro	Descripción del parámetro
p_1, p_2	Puertos de entrada y de salida con impedancia de $377[\Omega]$.
$C1$	Capacitor del primer circuito resonante.
$L1$	Inductor del primer circuito resonante
$C2$	Capacitor del segundo circuito resonante.
$L2$	Inductor del segundo circuito resonante.
$TL1$	Línea de transmisión que representa al sustrato dieléctrico con impedancia de $254.16 [\Omega]$.

Después de proponer el modelo equivalente de circuitos, tratamos de sintonizar la respuesta del modelo con la respuesta de la estructura. La respuesta del parámetro S_{11} del modelo equivalente se muestra en la Figura 3.6, en ella se puede ver

que las frecuencias de resonancia del modelo equivalente y las de la SSF, coinciden ampliamente así como el valor máximo y los niveles a $-10[\text{dB}]$ y $-20[\text{dB}]$. Por esta información se puede concluir que el modelo equivalente de circuitos es adecuado para modelar a la estructura.

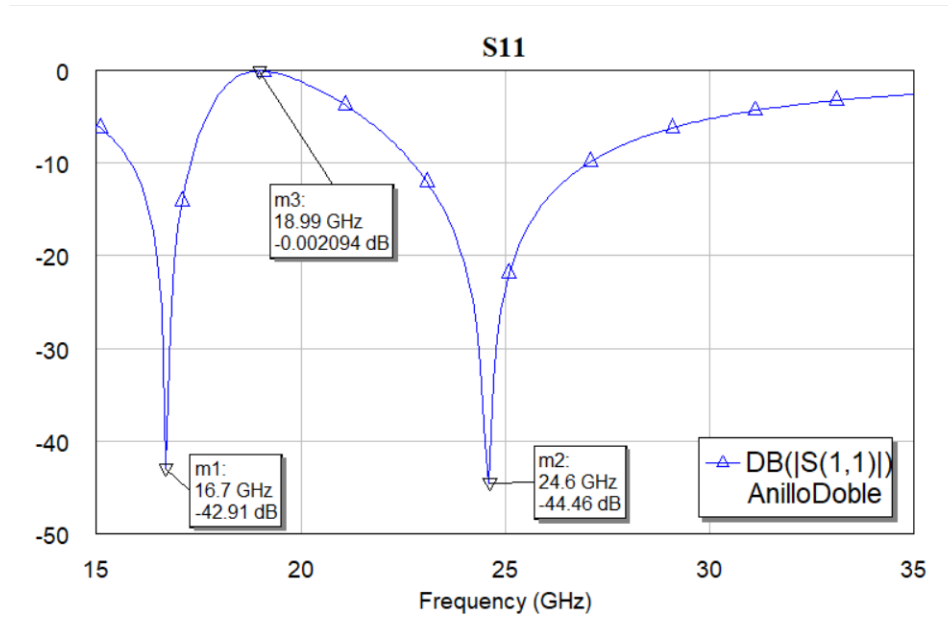


Figura 3.6: S_{11} del modelo equivalente de circuitos sintonizado a la respuesta de la estructura.

3.2. Modelo Equivalente de Circuitos para el Polarizador de Doble Banda

3.2.1. Modelo Equivalente para las componentes TE y TM

Para lograr que el dispositivo realice la conversión de polarización, la SSF debe tener una respuesta diferente para la componente TE y la TM de una onda linealmente polarizada orientada a 45° incidente. Después de la optimizar varios modelos se concluyó que el la mejor opción para modelar los circuitos para la onda TE y TM se presentan en la Figura 3.7.

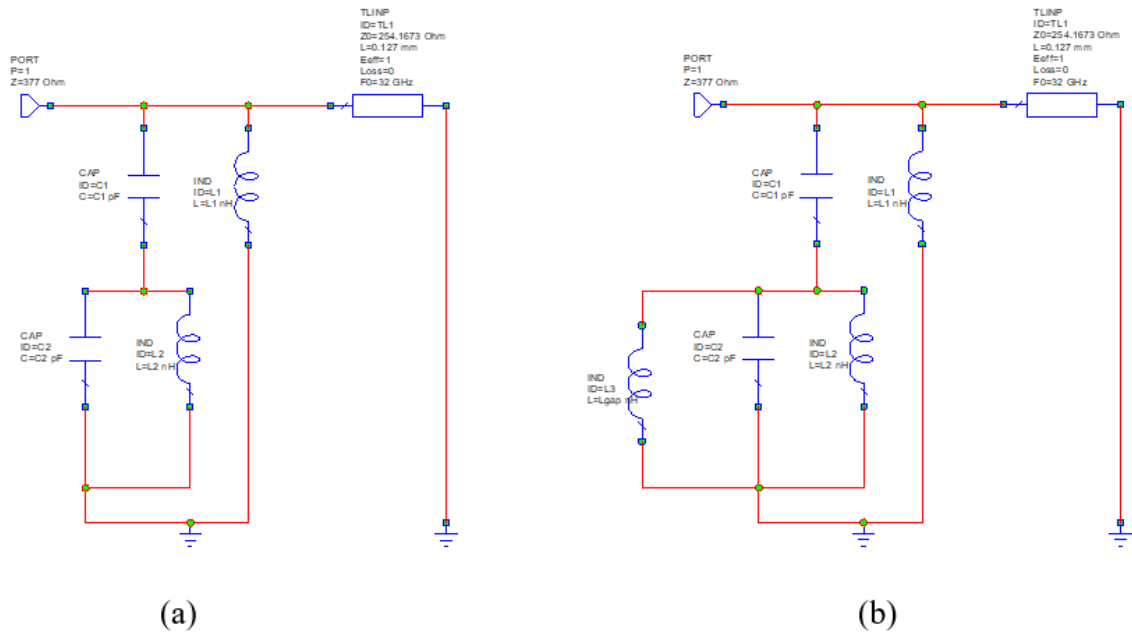


Figura 3.7: (a) Modelo equivalente de circuitos para la componente TE. (b) Modelo equivalente de circuitos para la componente TM.

Para la componente TE el modelo de circuitos del polarizador es la misma estructura de anillo doble mientras que para la componente TM un inductor en paralelo es agregado al circuito resonante LC, este inductor representa una cinta metálica horizontal que divide a la mitad al anillo interno, agregar este elemento ocasiona un corrimiento a más altas frecuencias de la resonancia correspondiente al anillo interior y en consecuencia un corrimiento en fase con respecto a la onda TE.

3.2.2. Resultados de la Simulación de Circuitos

Con estos dos modelos equivalentes de circuitos pudimos obtener los resultados para $\Delta\phi$ y RA , estos resultados se presentan en la Figura 3.10 y Figura 3.9.

En los resultados de la RA se puede ver que el dispositivo opera en dos bandas de frecuencias diferentes y con la curva de diferencia de fases se comprueba que el polarizador refleja para una banda una onda con polarización circular izquierda y en otra banda una onda con polarización circular derecha. La primer banda tiene una

frecuencia central en 28.8 [GHz] y la segunda banda en 44.9 [GHz]. En la Tabla 3.4 se especifican los anchos de banda para diferentes niveles de Razón axial (RA) y su correspondiente valor de diferencia de fases ($\Delta\phi$).

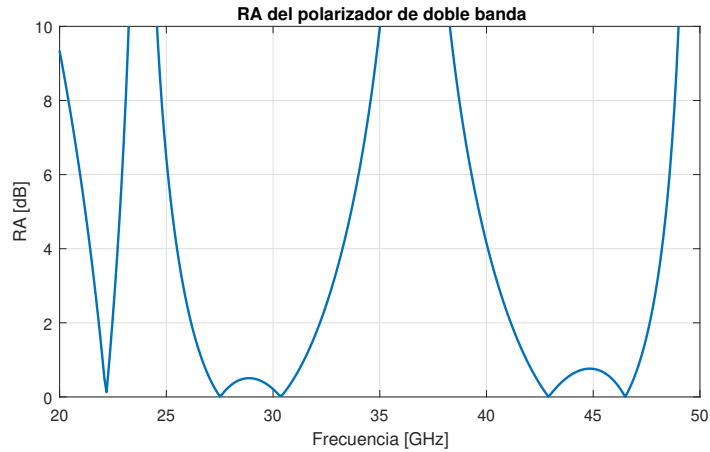


Figura 3.8: RA simulada en AWR.

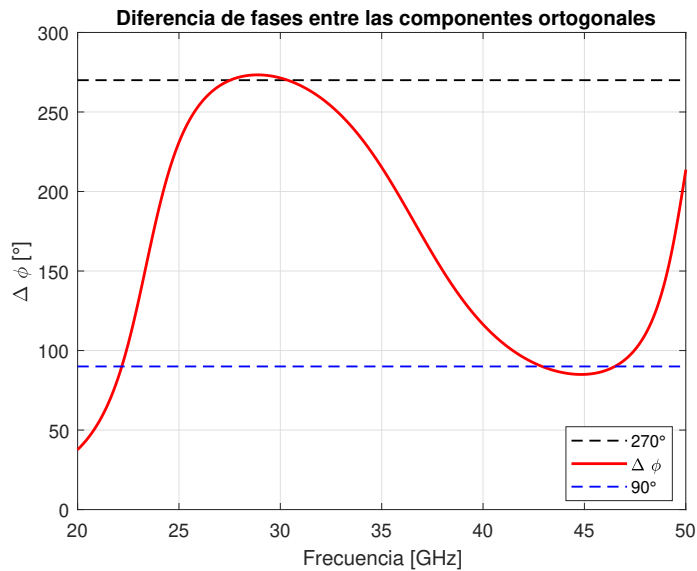


Figura 3.9: $\Delta\phi$ simulada en AWR.

Tabla 3.4: Anchos de banda de operación.

Nivel de RA [dB]	Valor de error de fase $(90 - \Delta\phi)$ [°]	Ancho de banda (AB) de la Primera Banda [GHz]	Ancho de banda (AB) de la Segunda Banda [GHz]
3	20°	7.1	7.4
2	13°	5.6	6.6
1	6.5°	4.8	5.3

En la tabla se puede ver que los anchos de banda para este polarizador son pequeños, sin embargo en este caso no es el objetivo tener una banda ancha, más bien que el polarizador pueda operar en dos bandas distintas. Si se tuviera una banda ancha implicaría que los anchos de banda de los anillos fueran más grandes y en consecuencia habría más interacción mutua entre ellos, esa situación evitaría que resonaran de forma independiente.

Los resultados presentados muestran que los modelos tanto para la onda TE como para la onda TM son adecuados para generar una diferencia de fases de -90° y 90° en dos bandas de frecuencias diferentes.

Podemos utilizar el resultado de la Figura 3.10 para dibujar la estructura electromagnética y tratar de sintonizar su respuesta de razón axial a la mostrada en esta curva. Este proceso se describe en la siguiente sección.

3.3. Simulación Electromagnética del Polarizador de Doble Banda

En esta sección se dibuja y se simula el polarizador de doble banda, para este polarizador se utilizó una estructura de malla triangular equilátera por sus ventajas sobre una malla rectangular en términos de ángulos de incidencia pues una malla triangular es más tolerante a ángulos de incidencia grandes que la malla rectangular ya que la frecuencia de corte para la propagación de modos Floquet de alto orden es más alta. Enseguida se presenta un análisis de las características de una malla rectangular y una triangular equilátera.

3.3.1. Modos Floquet

La herramienta matemática que permite describir los campos en una estructura periódica es el Teorema de Floquet; por esta razón en la siguiente sección se presenta un estudio de este teorema para la descripción de campos electromagnéticos en estructuras periódicas[29].

Modos Floquet en una Estructura de Dos Dimensiones

Consideremos una SSF plana que se extiende a lo largo del plano XY con un ángulo de entre los elementos γ , donde sus elementos presentan una separación en el eje XY en el eje Y dada por las longitudes a y b respectivamente, como se muestra en la Figura 3.10. El cambio de fase entre sus elementos está determinado por:

$$\varphi_x = ka \operatorname{sen}\theta \cos\phi \quad (3.1)$$

$$\varphi_y = kb \operatorname{sen}\theta \operatorname{sen}\phi \quad (3.2)$$

k es el número de onda, φ_x y φ_y representan un cambio de fase a lo largo del eje x y el eje y respectivamente y (θ, ϕ) representa el ángulo de radiación en coordenadas esféricas pero para nuestro caso representa el ángulo de incidencia de la onda electromagnética que incide al polarizador.

Por otra parte tenemos los modos Floquet TE_{mn} y TM_{mn} que tienen asociado un número de modo k_{xmn} y k_{ymn} , estos números de modo se expresan en las ecuaciones 3.3 y 3.4.

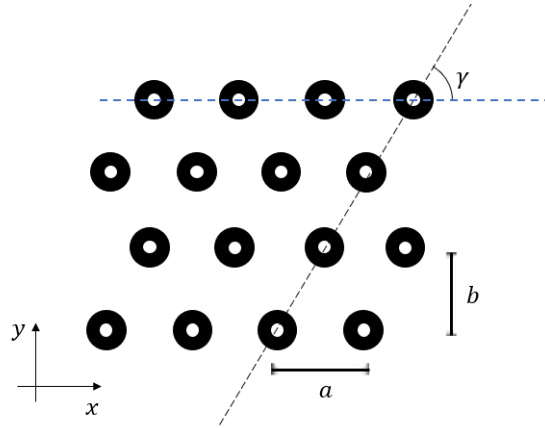


Figura 3.10: Malla con parámetros generales.

$$k_{xmn} = \frac{2m\pi - \varphi_x}{a} \quad (3.3)$$

$$k_{ymn} = \frac{2n\pi - \varphi_y}{b} - \frac{2m\pi}{a \tan \gamma} \quad (3.4)$$

La condición de propagación de un modo Floquet es la siguiente:

$$k_{xmn}^2 + k_{ymn}^2 \leq k^2 \quad (3.5)$$

Con esta información podemos calcular el ángulo máximo de incidencia que no permite la propagación de modos de alto orden para una SSF con malla cuadrada y para una malla triangular equilátera.

Malla Cuadrada

Para una malla rectangular $\gamma = 90^\circ$, entonces el par de ecuaciones 3.1 y 3.2 se transforman en:

$$k_{xmn} = \frac{2m\pi - \varphi_x}{a} \quad (3.6)$$

$$k_{ymn} = \frac{2n\pi - \varphi_y}{b} \quad (3.7)$$

Utilizando las ecuaciones 3.1, 3.2 y la condición de propagación de un modo Floquet se puede llegar a la siguiente expresión:

$$\left(k_{xmn} - \frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(k_{ymn} - \frac{2n\pi}{b}\right)^2 = k^2 \sin\theta \leq k^2 \quad (3.8)$$

La ecuación 3.8 representa una familia de círculos con radio k y centro en $(\frac{2m\pi}{a}, \frac{2n\pi}{b})$ los cuales representan la posición de los modos Floquet que pueden propagarse, esta situación es mostrada en la Figura 3.11. El círculo sombreado representa al modo principal (0,0). Los modos de alto orden se convierten en lóbulos secundarios cuando el círculo con centro en (k_{xmn}, k_{ymn}) se superpone con la región del círculo del modo principal. En nuestra estructura no es conveniente que se propaguen modos de alto orden por lo que trataremos de evitar la superposición de los círculos de modos de alto orden. Como se ve en la Figura 3.11, para que los círculos no se intersequen entre sí es necesario que $k \leq \frac{\pi}{b}$ y $k \leq \frac{\pi}{a}$, es decir, las dimensiones de la celda unitaria en la SSF deben de ser $a = b \leq \lambda/2$ donde λ es la longitud de onda. Sin embargo, para asegurar en su totalidad que no existirán superposiciones dentro de la región, a y b deben de cumplir que:

$$a = b = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{máx}} \quad (3.9)$$

donde $\theta_{máx}$ es el ángulo máximo de incidencia a la SSF.

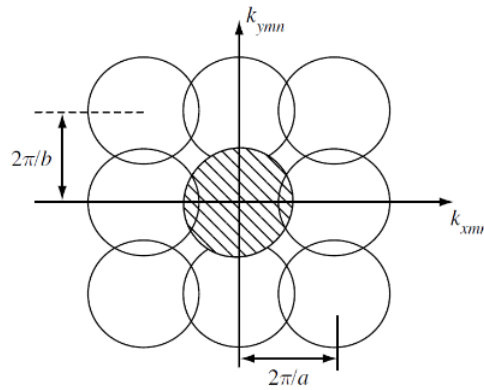


Figura 3.11: Modos Floquet propagándose en un arreglo de malla rectangular.

Malla Triangular Equilateral

Se puede considerar que una SSF tiene una malla triangular equilateral si sus elementos están distribuidos en forma triángulo equilátero. (Figura 3.12). En una malla triangular equilateral se cumple que $\tan\gamma = \frac{2b}{a}$ con $b = a \sin 60^\circ$. Sustituyendo este parámetro en anterior en el par de ecuaciones 3.3 y 3.4 se obtiene:

$$k_{xmn} = \frac{2m\pi - \varphi_x}{a} \quad (3.10)$$

$$k_{ymn} = \frac{(2n - m)\pi - \varphi_y}{b} \quad (3.11)$$

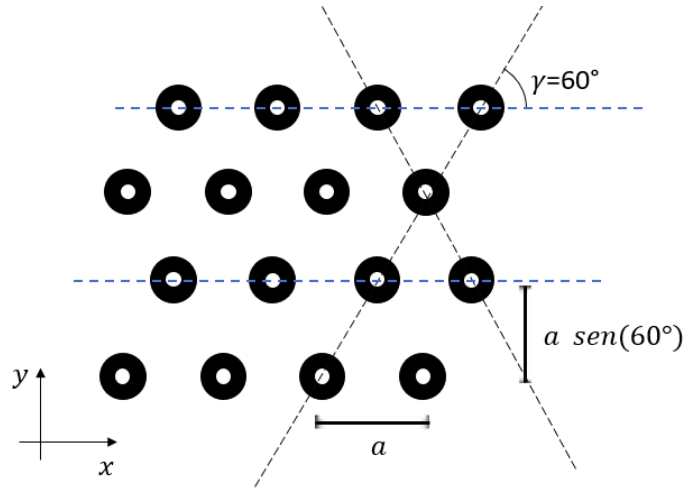


Figura 3.12: SSF con malla triangular equilateral.

Con las ecuaciones 3.10, 3.10 y considerando la condición de propagación, se puede llegar a la siguiente expresión:

$$\left(k_{xmn} - \frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(k_{ymn} - \frac{(2n - m)\pi}{b}\right)^2 \leq k^2 \quad (3.12)$$

En la Figura 3.13 se muestran los modos asociados con los círculos obtenidos de la ecuación anterior. para que sea una malla equilateral se tiene que $\gamma = 60^\circ$, de lo cual

se obtiene la siguiente una relación entre a y b

$$\frac{a}{b} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Si b es calculado con 3.9 para evitar las superposiciones de los círculos de modos de alto orden en el eje y, a en consecuencia es:

$$a = \frac{2\lambda}{\sqrt{3}(1 + \sin\theta_{máx})} = \frac{1.55\lambda}{(1 + \sin\theta_{máx})} \quad (3.13)$$

Comparando las ecuaciones 3.9 y 3.9 se puede observar que para lograr los ciertos grados de ángulo de incidencia, usar una malla triangular equilatéral requiere aproximadamente un espaciado entre los elementos 15.5 % más largo que para una malla cuadrangular, es decir una celda unitaria de tamaño b en red triangular tolera mayor magnitud angular de incidencia que una celda unitaria de tamaño b en red cuadrada.

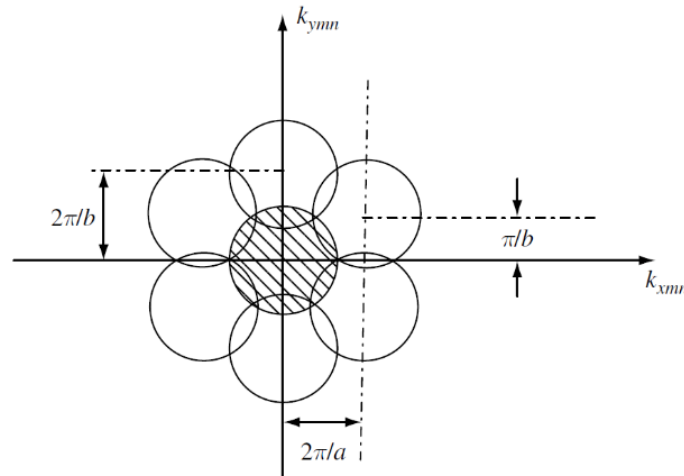


Figura 3.13: modos Floquet en una malla triangular equilatéral.

Debido a que se mostró que una malla en red triangular equilatéral es más tolerante a los ángulos de incidencia oblicua, se decidió utilizar una red triangular en el diseño de nuestro polarizador.

3.3.2. Celda Unitaria y Red del polarizador

Basados en el modelo equivalente de circuitos se Desarrolló la estructura del polarizador, esta estructura se muestra en la Figura 3.14 y los parámetros de esta estructura en la Tabla 3.5.

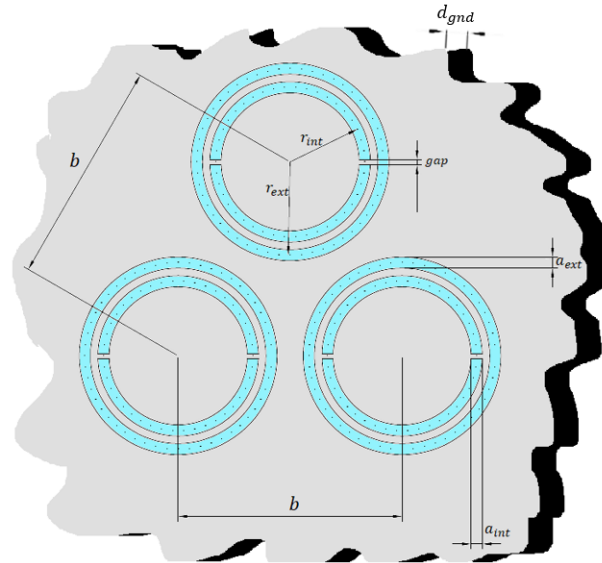


Figura 3.14: Dibujo de la estructura del polarizador de doble banda.

Tabla 3.5: Parámetros de la celda estructura del polarizador de doble banda.	
Parámetro	Descripción del parámetro
r_{ext}	Radio medio del anillo exterior.
r_{int}	Radio medio del anillo interior.
a_{ext}	Ancho del anillo exterior.
a_{int}	Ancho del anillo interior.
b	Periodo de la celda unitaria.
gap	longitud del corte horizontal del anillo interior.
d_{gnd}	Distancia entre el sustrato y el plano de tierra.

El inductor que se agregó en el modelo equivalente para la onda TM es similar a agregar un *corte* al anillo interior, al trabajar con ranuras este corte representa una cinta metálica lo cual se puede representar con un inductor en paralelo al circuito resonante.

El dibujo de la celda unitaria en el simulador electromagnético se muestra en la Figura 3.15 así como también la estructura con varios periodos.

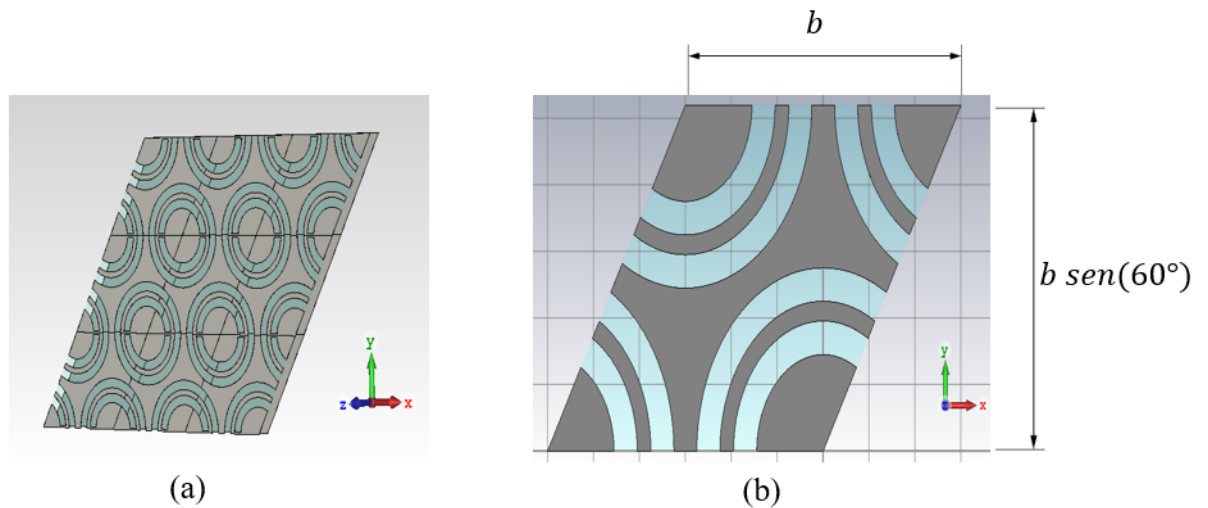


Figura 3.15: (a) Estructura periodica del polarizador en perspectiva. (b) Celda unitaria

3.3.3. Anillo Doble Sintonizado del Polarizador

Simulamos unicamente el anillo doble que produce la respuesta de la Figura 3.10, luego utilizando la herramienta de optimización de *CST Microwave Studio* sintonizamos la estructura de anillos dobles a su respuesta obtenida con AWR; los resultados coinciden ampliamente y se muestran en la curva de la Figura 3.16.

Las medidas del anillo doble sintonizado se presentan en la tabla 3.6 junto con las demás dimensiones del polarizador.

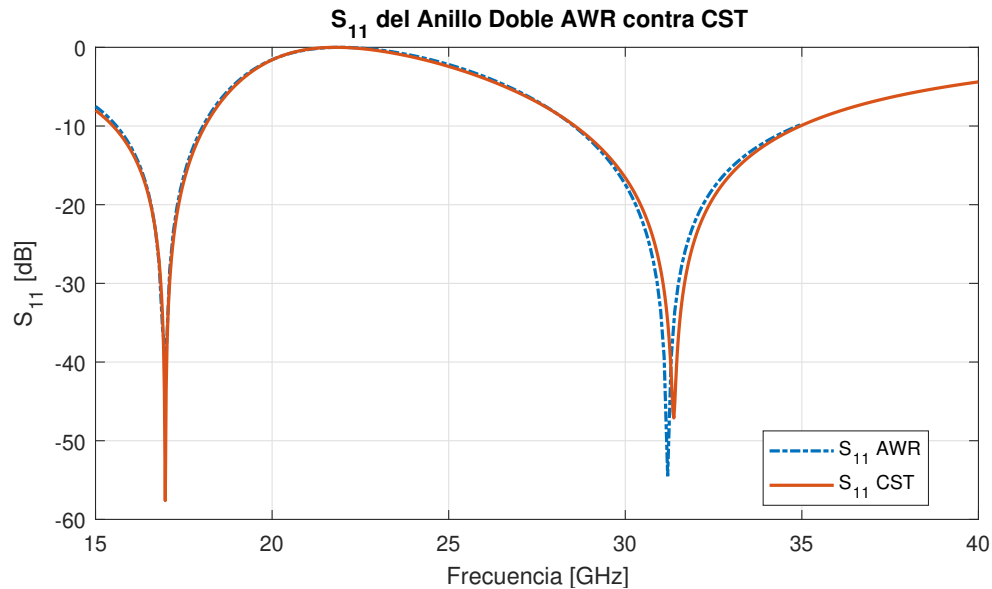


Figura 3.16: S_{11} del Anillo Doble AWR contra CST

3.3.4. Respuesta de la Razón Axial y de la Diferencia de Fases del Polarizador de Doble Banda

Una vez encontrada la respuesta del anillo doble, fijamos las dimensiones en CST y con ayuda del optimizador obtuvimos la respuesta de la razón axial más cercana a la obtenida con los modelos circuitales, los parámetros que estuvieron libres para optimizar fueron d_{gnd} y gap , donde d_{gnd} es la separación entre la SSF y el plano de tierra y gap es el espesor de la cinta metálica que divide al anillo interior. Los resultados obtenidos coinciden mucho con la simulación circuital lo que rectifica que el modelo equivalente de circuitos es adecuado para representar a la estructura.

Las diferencias son mínimas, y la más significativa visualmente se presenta en la curva de razón axial, por ejemplo, en la primera banda de frecuencias hay una diferencia de 0.4 [dB]. Finalmente se puede observar que las diferencias son despreciables.

El siguiente paso en términos de simulación es determinar la respuesta a diferentes ángulos de incidencia, esas simulaciones únicamente se pueden hacer con el simulador electromagnético pues no hay forma de considerar el ángulo (θ, ϕ) en el modelo

equivalente de circuitos.

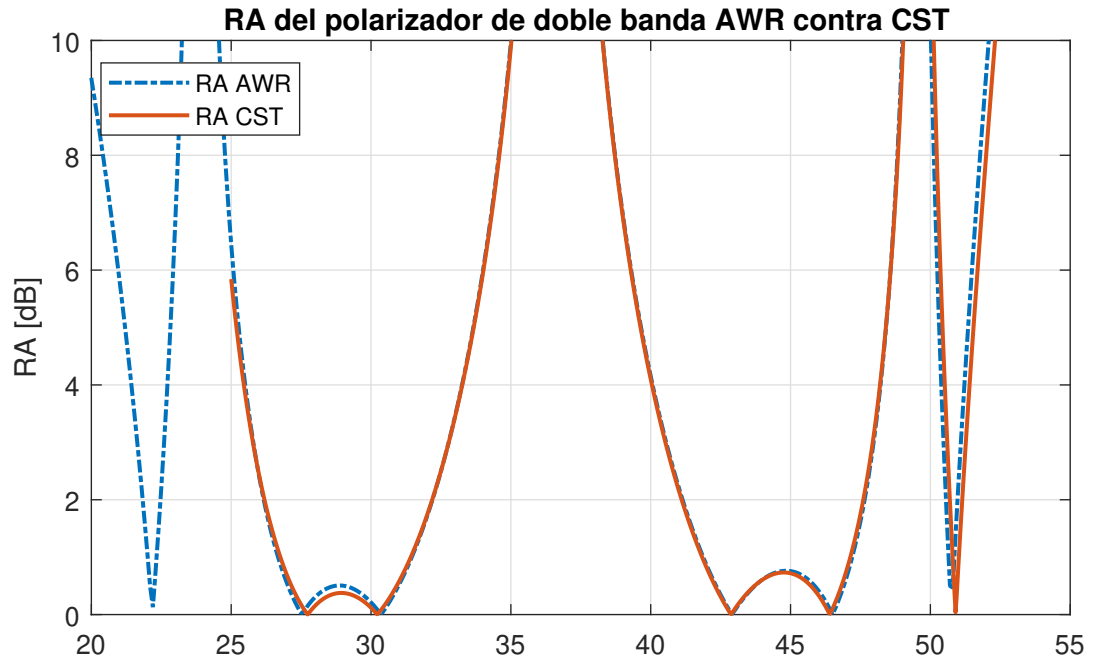


Figura 3.17: RA del polarizador de doble banda AWR contra CST

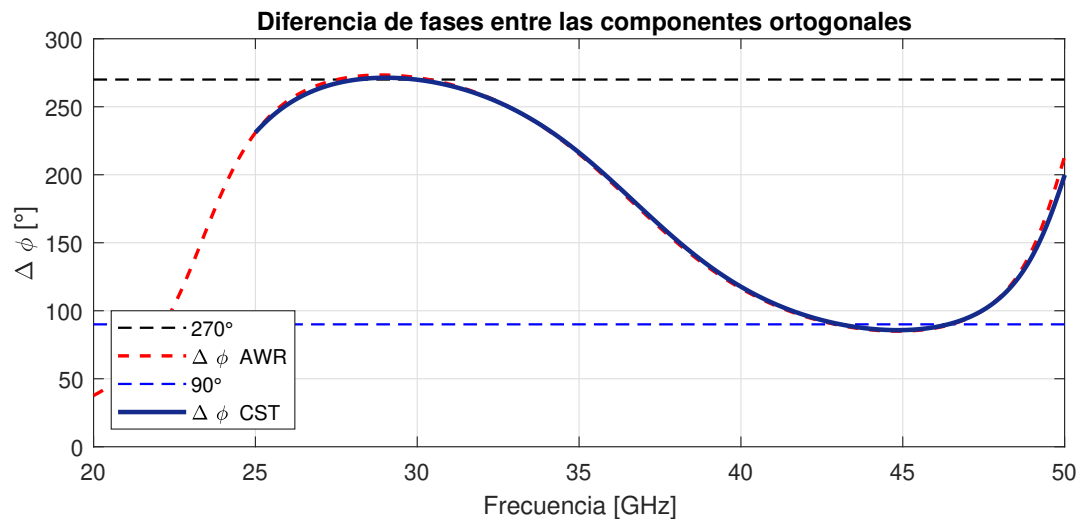


Figura 3.18: $\Delta\phi$ del polarizador de doble banda AWR contra CST

Tabla 3.6: Dimensiones del polarizador de doble banda.

Parámetro	valor del parámetro [mm]
r_{ext}	2.5
r_{int}	1.7
a_{ext}	0.5
a_{int}	0.5
b	6.0
gap	0.2
d_{gnd}	1.0

Los valores de la tabla anterior fueron resultado de la optimización y sintonización de la estructura del polarizador en CST, todas las dimensiones son adecuadas para las tolerancias de nuestro proceso de fabricación.

3.4. Respuesta a Diferentes Ángulos de Incidencia

En esta sección se evalúa, mediante simulaciones, el desempeño del polarizador a diferentes ángulos de incidencia. Todas las simulaciones realizadas tuvieron un ángulo $\phi = 0^\circ$ de tal manera que el único ángulo que se varió fue el ángulo de elevación θ . Los valores que se dieron para theta fueron $\theta = 0^\circ, 2^\circ, 4^\circ, 6^\circ, 8^\circ$ y 10° .

Los resultados de las simulaciones indican que el polarizador tolera ángulos menores a 10° con pequeñas alteraciones en la banda de altas frecuencias mientras que la banda de bajas frecuencias prácticamente no sufre de ningún cambio. Esta situación es debida a la propagación de modos Floquet de alto orden, pues para la banda de frecuencias superior puede existir esa propagación mientras que en la banda inferior aún no llegan a propagarse esos modos.

Las siguientes curvas muestran los resultados de las simulaciones y también se presenta como es que CST define a los ángulos θ y ϕ .

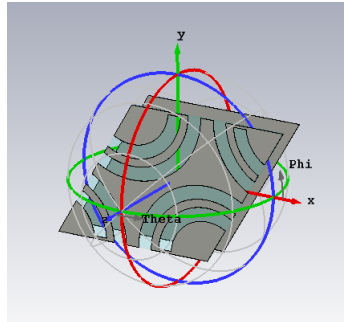


Figura 3.19: Definición de los ángulos θ y ϕ por CST

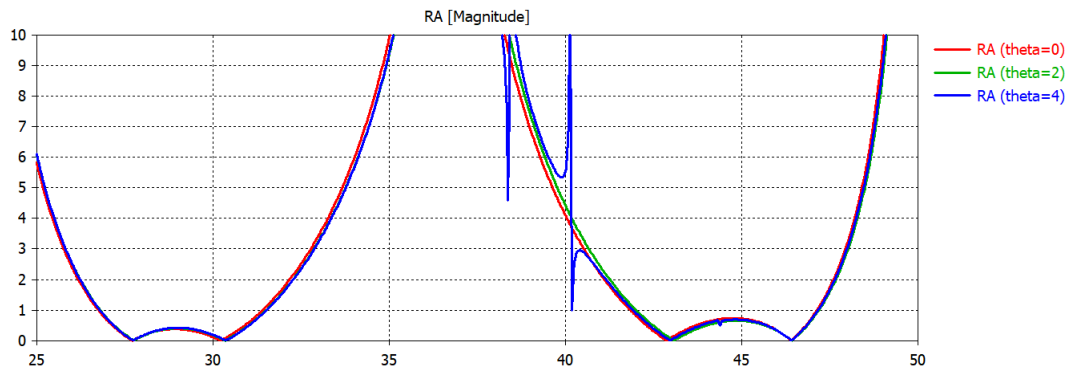


Figura 3.20: Resultados de RA para $\theta = 0^\circ, 2^\circ$ y 4°

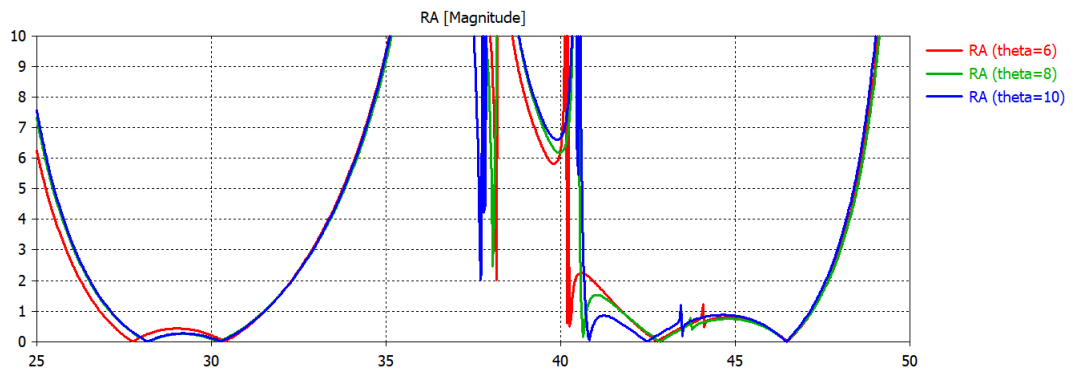


Figura 3.21: Resultados de RA para $\theta = 6^\circ, 8^\circ$ y 10°

3.5. Conclusiones del Capítulo

1. Se desarrollaron los modelos equivalentes de circuitos para una superficie selectiva de frecuencias (SSF) que resuena en dos frecuencias diferentes, esta superficie era una superficie de anillos concentricos en ranuras. El modelo de circuitos de esa estructura se basa en dos circuitos resonantes LC embebidos. Los resultados de las simulaciones muestran que los anillos de esta estructura resuenan de manera independiente, lo que ayudó a formar las dos bandas de operación de manera sencilla.
2. El modelo equivalente de circuitos encontrado es adecuado para representar a la estructura de anillos concentricos pues las diferencias de la respuesta del modelo equivalente y de la simulación electromagnética son mínimas, incluso se puede argumentar que despreciables.
3. Los anchos de banda a un nivel de Razón axial (RA) menor que 3 [dB] son 7.1 GHz para la primer banda (@28.8GHz) y 7.4 GHz para la segunda banda (@44.9GHz). El ancho de banda para un nivel menor a 1[dB] fue de 4.8 GHz para la primer banda y 5.3 para la banda superior.
4. Se concluyó que una SSF con maya triangular equilatral es más tolerable a los ángulos de incidencia oblicuos en comparación de una SSF basada en una red cuadrada. También El periodo de SSF's triangulares puede ser mas grande que el de las superficies de malla cuadrada sin causar la propagación de modos Floquet de alto orden considerando la mismas frecuencias de operación.
5. Los ángulos de incidencia θ en los que puede operar el polarizador de manera óptima en las dos bandas son aquellos $\theta \leq 10^\circ$; en ángulos mayores hay un deterioro en la banda superior; la banda inferior no tiene cambios significativos.
6. Las dimensiones encontradas en la optimización de la estructura son adecuadas para nuestro proceso de fabricación de tal manera que es factible implementar y medir el polarizador.

Capítulo 4

Fabricación y Medición del Polarizador de Doble Banda

El polarizador presentado en el capítulo anterior fue fabricado, montado y caracterizado. En este capítulo se describen estos procesos y se presentan los resultados de las mediciones, también, se expone un método para medir la respuesta a la incidencia normal del polarizador diseñado.

4.1. Fabricación de la SSF

4.1.1. Mascara

Para fabricar la superficie selectiva de frecuencias (SSF), se utilizó el proceso de fotolitografía descrito en el capítulo dos. Enseguida se presenta la máscara dibujada para fabricar la SSF, para generar la máscara se considero que en el proceso ocurre un sobreataque de $5[\mu m]$; la Figura 4.1 se presenta la máscara empleada en el proceso.

La máscara tiene un total de 313 elementos de anillos concéntricos, distribuidos en un cuadrado de $100 \times 100[mm]$. La red triangular equilátera fue elegida entre ella y la red cuadrada por sus ventajas mencionadas en el capítulo anterior; por ejemplo esta misma área quedaría cubierta con 225 elementos, 88 elementos menos que con una red triangular. Este hecho rectifica lo estudiado en el capítulo anterior.

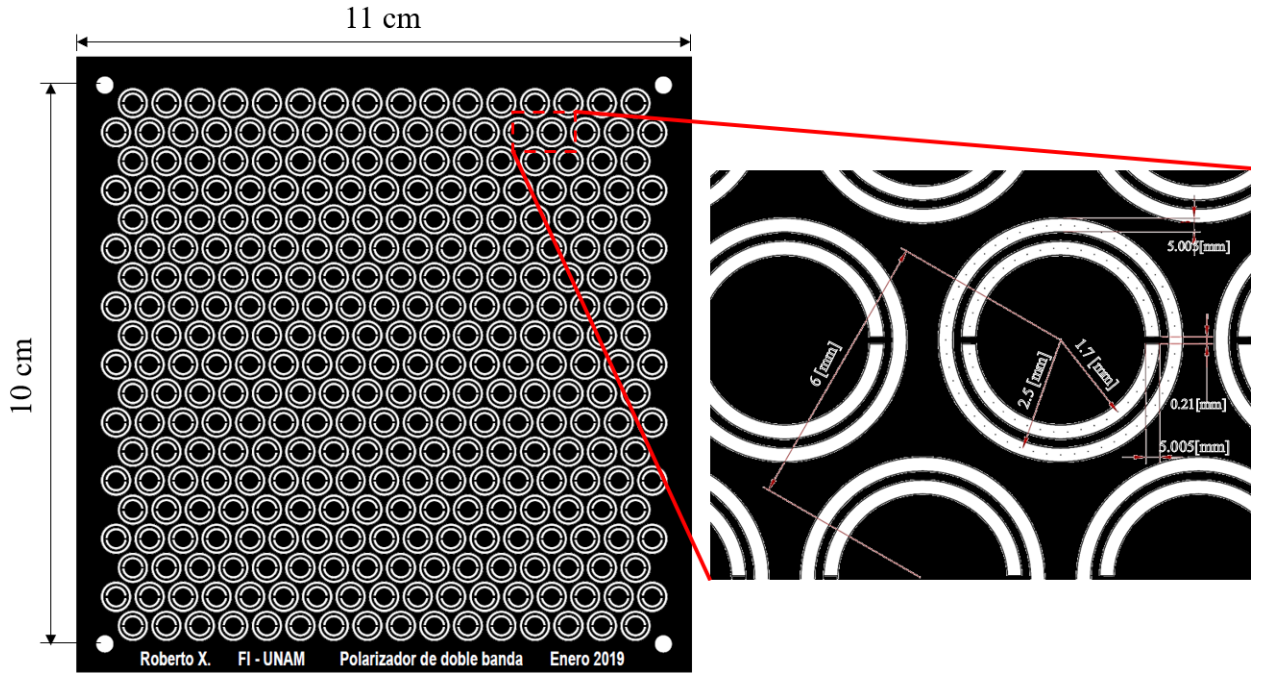


Figura 4.1: Mascara para la SSF del polarizador de doble banda.

4.1.2. Arreglo Construido

En el Laboratorio de Micro fabricación UNAMems de la Facultad de ingeniería de la UNAM, se realizó la SSF para el prototipo del polarizador, la SSF se logró usando el proceso de fotolitografía en el capítulo uno Figura 2.9. Los anillos concentricos de la SSF fueron impresos en un sustrato Rogers 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$) con espesor 0.127[mm]. En la Figura 4.2 se muestra el arreglo fabricado.

En el proceso de fabricación ocurre un sobreataque de 10 [μm] aproximadamente, aun que el sobreataque fue considerado al generar la mascara este hace a las ranuras un poco más anchas y puede alterar la respuesta del polarizador.

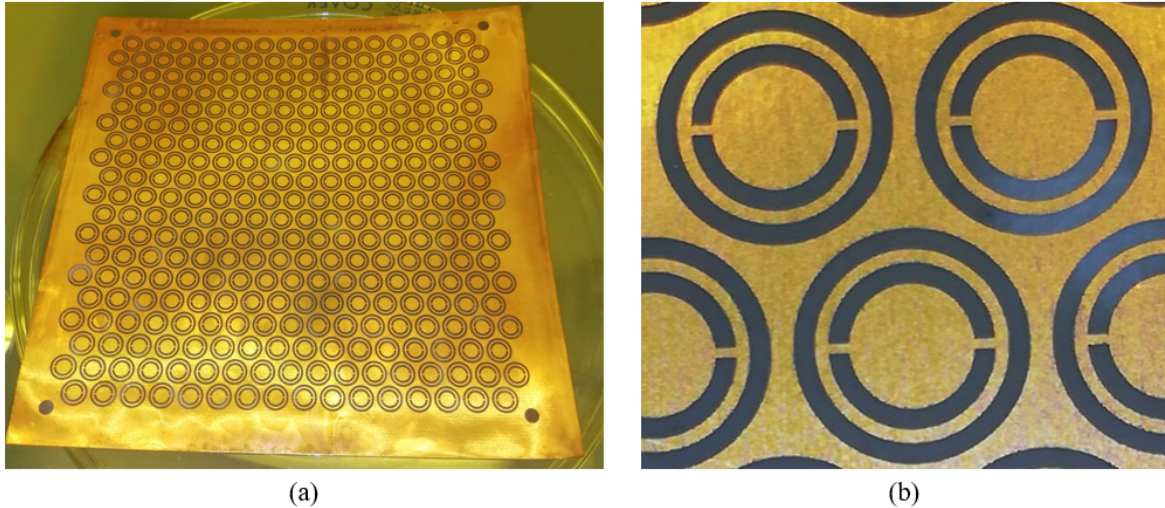


Figura 4.2: (a) SSF completa del polarizador de doble banda. (b) Acercamiento a los anillos de la SSF.

4.2. Marcos y Ensamble del polarizador

Los marcos ocupados para ensamblar este polarizador son los mismos que se usaron para ensamblar al polarizador descrito en el capítulo dos, pero para este caso se colocaron en diferente orden. Enseguida se presenta una lista en orden de las estructuras utilizadas en el ensamble del prototipo.

Es necesario resaltar que la distancia entre el plano de tierra y la SSF fue implementada con el marco de madera de la Figura 2.14, este marco es el que tenía el menor espesor (1.3 [mm]) que entre los marcos que poseemos en el laboratorio; este hecho puede afectar el desempeño del polarizador.

4.2.1. Lista de Marcos

Enseguida se presenta la lista en orden de los marcos utilizados.

- Base de aluminio (plano de tierra). Figura 1.12.
- Marco de metal que funciona como separación entre la SSF y el plano de tierra ($d_g n d = 1.3 [mm]$). Figura 1.14.
- Marco de plástico de espesor 1.47 mm. Figura 1.13.
- Marco de madera. Figura 1.15.

La Figura 4.4 Muestra el polarizador montado y con material absorbente para evitar reflexiones probocadas por la base de metal.



Figura 4.3: Polarizador de doble banda montado.

4.3. Caracterización del Polarizador

En esta sección se presentan los experimentos diseñados para medir los parámetros del polarizador. También se incluyen los resultados de razón axial (RA) y algunas elipses de polarización a dos frecuencias, una en la primer banda de operación del polarizador y otra en la banda superior.

4.3.1. Diseño y Ejecución del Experimento

Para medir la razón axial y las elipses de polarización que caracterizan al dispositivo medimos el parámetro S_{11} del polarizador. Este parámetro, lo pudimos medir con el sistema mostrado en la Figura 2.17 enseguida se presenta la lista de componentes que se usaron para implementar el experimento.

4.3.2. Lista de Componentes para Realizar el Experimento

Para realizar el experimento se utilizaron los siguientes componentes. Es necesario mencionar que las cornetas utilizadas en el experimento son escalares y corrugadas que asegura casi igualdad de los patrones de radiación de los planos principales E y H.

1. Corneta transmisora para frecuencias entre 26[GHz] y 40[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
2. Corneta receptora para frecuencias entre 26[GHz] y 40[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
3. Corneta transmisora para frecuencias entre 40[GHz] y 60[GHz] con con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.
4. Corneta receptora para frecuencias entre 40[GHz] y 60[GHz] con adaptador de guía de onda circular a guía de onda rectangular que contiene el filtro de polarización.

5. Lente dieléctrico.
6. Motor a pasos Thorlabs para girar antenas receptoras.
7. Computadora para control de motores, analizador de redes vectorial y procesar datos.
8. Analizador de redes vectorial Agilent (ARV).

4.3.3. Descripción del Experimento y Medición del Dispositivo

En la Figura 4.4 se presenta el sistema de medición ocupado para caracterizar el polarizador de doble banda. Enseguida se describe el sistema:

En el experimento medimos el parámetro S_{21} en el ARV, la corneta transmisora es orientada de manera que el filtro de polarización queda orientado a 45° con respecto al plano XY que representa la mesa perforada en la que están montadas los soportes para las antenas, por lo tanto la corneta transmisora radia una onda en polarización lineal a 45° .

Después, la onda plana radiada desde la corneta transmisora incide a la lente convirtiéndola en una onda con frente de onda esférico enfocándola en el centro del polarizador, de esta forma la onda electromagnética incide únicamente en los elementos de la SSF y no en los bordes de la superficie, de esta forma también se reduce el efecto de borde. Luego, la onda incidente es reflejada con polarización circular (izquierda o derecha según la banda de operación). Después, se mide razón axial (RA) utilizando la corneta receptora de polarización lineal girandola con ayuda de un motor de pasos de ThorLabs, el rango de ángulos medidos fue de -100° a 100° con un paso de 5° ; Se ubica la intensidad máxima de campo y la mínima, se realiza el cociente y así se calcula la razón axial. Este sistema es implementado con antenas que pueden operar en la banda Ka y luego se sustituyen por antenas que operan en la banda U.

Las antenas transmisora y receptora están alineadas verticalmente para poder medir

la RA a la incidencia normal, el sistema únicamente está pensado para medir la incidencia normal ($\theta_{inc} = 0$) y no para la incidencia oblicua ($\theta_{inc} \neq 0$).

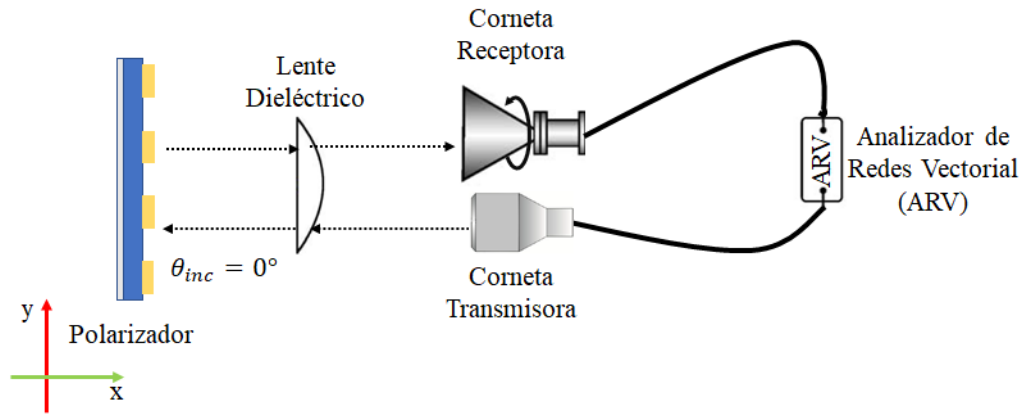


Figura 4.4: Diagrama del experimento.

La Figura 4.5 muestra el arreglo de las cornetas, en el experimento se detectó que el *crosstalk* entre las antenas no era significativo para alterar la medición del S_{21} .

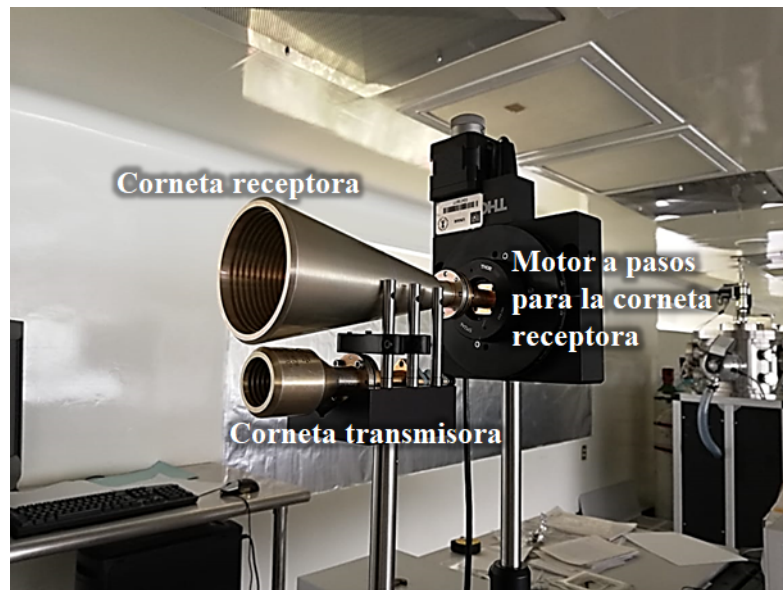


Figura 4.5: Cornetas transmisora y receptora para la banda Ka.

La Figura 4.6 muestra el sistema montado para la banda Ka y la banda U, en estas fotografías se resalta cada elemento del sistema. Los resultados de las mediciones se presentan en la siguiente sección del capítulo.

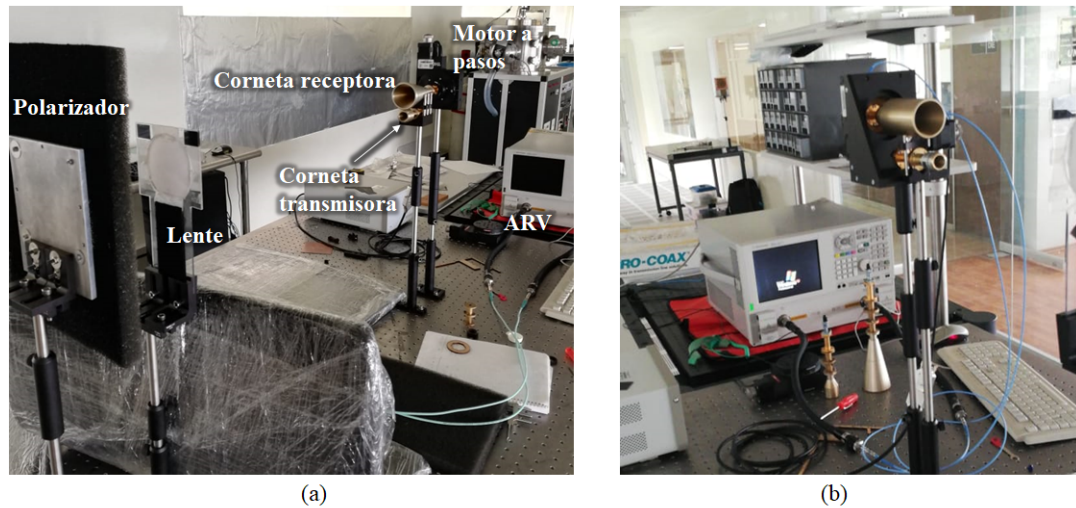


Figura 4.6: (a)Experimento montado para la banda Ka.(b)Experimento montado para la banda U.

4.4. Resultados Experimentales

La RA medida para en la banda de frecuencias de 25 a 60 [GHz], así como las elipses de polarización en diferentes pares de $(\theta[^{\circ}], f[\text{GHz}])$, son mostradas en las Figuras 4.7 a 4.11. También, se muestra de manera superpuesta, la RA simulada para la SSF infinita simulada con CST.

4.4.1. Razón Axial (RA)

La Figura 4.7 muestra la RA para la incidencia normal sin acotar el eje y, en esta imagen se puede ver que de forma general las curvas medidas coinciden con la curva simulada. Por otra parte la Figura 4.8 presenta la misma curva pero acotada en el eje y desde 0[dB] a 3[dB], en esta imagen se ve de forma detallada el nivel mínimo de AR

medido en cada banda. Ambas gráficas muestran que las mediciones siguen la misma tendencia que las curvas simuladas por lo que se puede aseverar que la fabricación, montado y medición del dispositivo fueron realizados de forma adecuada.

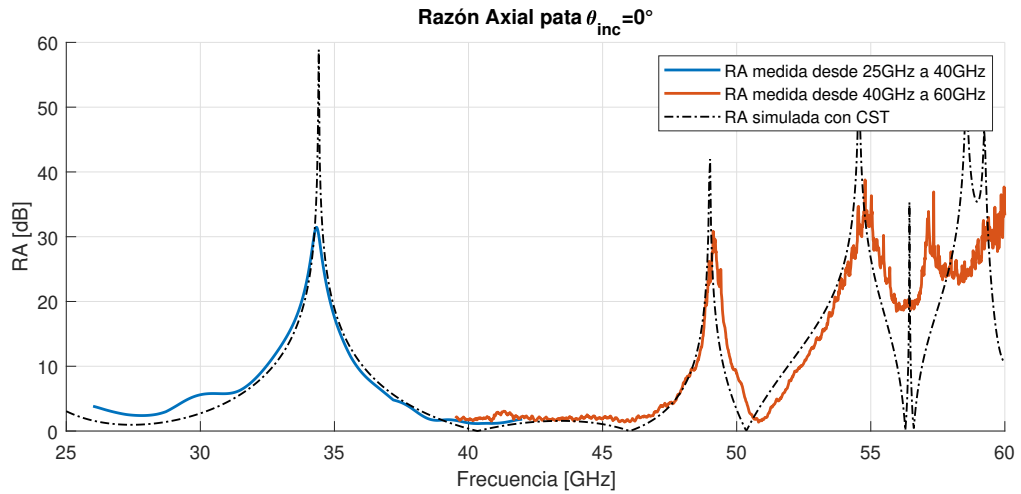


Figura 4.7: Razón axial medida y simulada con cst.

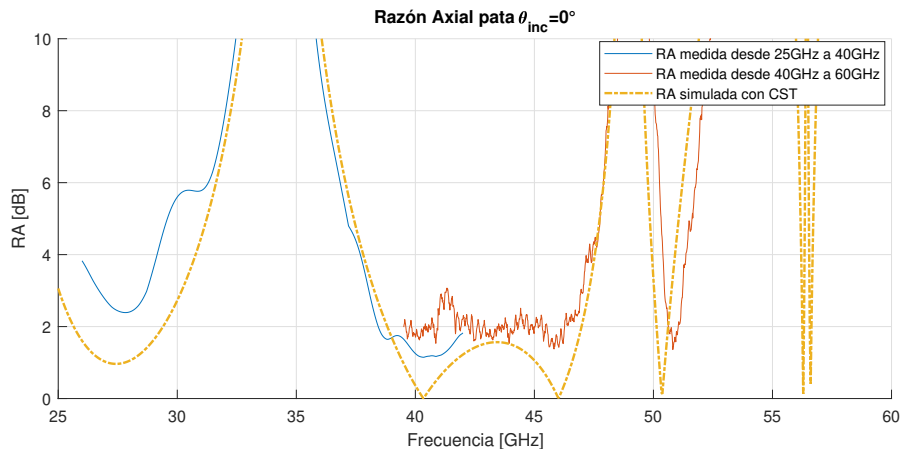


Figura 4.8: Razón axial medida y simulada con cst acotada en el eje y.

También, se calculó el error de fase $\phi_{err} = |90 - \Delta\phi|$ y este parámetro es presentado en la Figura 4.9.

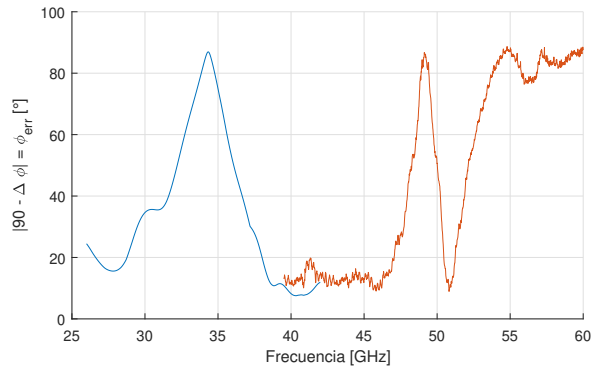


Figura 4.9: ϕ_{err} medida.

4.4.2. Elipses de Polarización

enseguida se muestran dos elipses de polarización, la elipse mostrada en la Figura 4.10 es la correspondiente a la primer banda de operación y la presentada en la Figura 4.11 es una elipse tomada en una frecuencia de la banda superior. por la orientación del eje mayor se puede deducir el sentido de giro de la onda con la Ecuación 1.5.

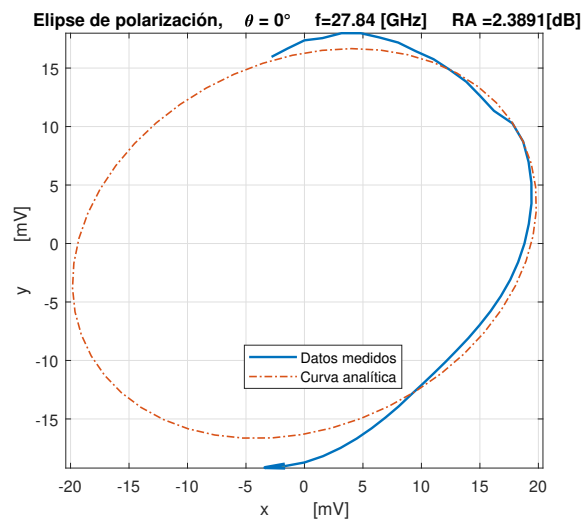


Figura 4.10: Elipse de polarización 27.84 GHz.

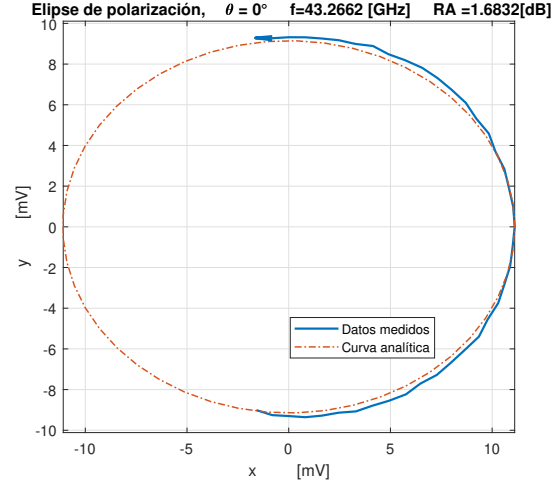


Figura 4.11: Elipse de polarización 43.26 GHz.

4.5. Conclusiones del Capítulo

1. El polarizador refleja ondas con polarización elíptica con una razón axial baja lo que la acerca a una polarización circular. Cuando la diferencia de fase $\Delta\phi$ es cercana a $\pm\frac{\pi}{2}$ y la RA tiende a 0 [dB], los ejes de la elipse de polarización se alinean a lo largo de los ejes X y Y siendo el eje mayor el que se alinea sobre el eje Y en la primera banda de frecuencias y sobre el eje X en la segunda banda de frecuencias. Conforme la RA incrementa y el error de fase difiere de 0° , el eje mayor de la elipse de polarización tiende a 45° . Las elipses en esas dos frecuencias muestran que el dispositivo trabaja en las dos bandas de frecuencias diferentes.
2. Los resultados medidos sugieren que el polarizador refleja ondas con polarización circular con razón axial menor a 3 [dB] en el rango de frecuencias de 26.71[GHz] hasta 28.72 [GHz] (BW= 2.01GHz) en la primera banda de frecuencias y en un rango desde 38.27[GHz] hasta 47.07 [GHz] (BW= 8.8GHz). Estos resultados comprueban que el polarizador opera en dos bandas de frecuencias diferentes, También se determinó que en la primera banda el polarizador refleja ondas con polarización circular izquierda mientras que en la banda superior el dispositivo refleja ondas con polarización circular derecha.

Conclusiones Generales

1. Los polarizadores circulares son dispositivos importantes para los sistemas de comunicaciones. Estos dispositivos se usan para convertir una onda polarizada linealmente a una onda polarizada circularmente. Trabajar con ondas polarizadas circularmente es de gran interés pues las ondas con polarización circular tienen ventajas sobre las de polarización lineal. Las ondas polarizadas circularmente son menos influidas por el desvanecimiento por multitrayecto, el efecto de rotación de Faraday y la orientación de las antenas receptoras; en consecuencia, la eficiencia de polarización y el presupuesto de potencia en enlaces de comunicaciones pueden mejorarse.
2. En este trabajo se presentaron dos tipos de polarizadores, uno con una banda ancha en para un nivel de razón axial menor a $3[dB]$ y otro polarizador que opera en dos bandas de frecuencia diferentes, no adyacentes y con polarizaciones mutuamente ortogonales en las bandas. En términos generales, al diseñar polarizadores se pretende tener un bajo nivel de razón axial en sus bandas de operación y una diferencia de fases igual a $|\frac{\pi}{2}|$ entre las componentes ortogonales de la onda de polarización lineal incidente al dispositivo. En particular, en un polarizador reflectivo el nivel bajo de razón axial se alcanza básicamente tratando de alcanzar la diferencia de fases igual a $\frac{\pi}{2}$, en contraste con un polarizador en modo de transmisión en el cuál además de la diferencia de fases, también se deben de cuidar que las magnitudes de los coeficientes de reflexión sean muy pequeñas.
3. El polarizador de banda ancha presentado en este trabajo fue fundamentado en una superficie selectiva de frecuencias reflectiva cuyos elementos eran anillos divididos y bisecados horizontalmente por una cinta metálica horizontal. La

respuesta de la razón axial (RA) y diferencia de fases de este dispositivo fueron optimizadas. Luego, se obtuvieron las dimensiones del dispositivo y mediante un proceso de fotolitografía se logró fabricar la superficie del polarizador con mínimos efectos por sobreataque. La superficie fabricada para este polarizador consta de 961 elementos colocados sobre un sustrato Rogers 5880.

Para caracterizar este dispositivo se diseñó un método para medir polarizadores circulares trabajando en modo reflectivo. Los resultados experimentales coinciden satisfactoriamente con los resultados teóricos en la banda de operación. En términos generales, los parámetros de este polarizador son:

- $RA \leq 3[dB]$ en la banda de $27[GHz]$ a $57[GHz]$ ($BW = 30[GHz]$) para ángulos de incidencia $\theta_{inc} = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ, 30^\circ, 35^\circ$.

A pesar de que no se realizó la medición de la respuesta del polarizador a la incidencia normal de la onda $\theta_{inc} = 0^\circ$, se puede especular por las tendencias de los resultados experimentales y su alta similitud con los resultados teóricos, que la respuesta a la incidencia normal sería adecuada y fiel a la respuesta simulada.

4. Por otra parte, para también se diseñó, optimizó, fabricó y midió un polarizador que pudiera operar en dos bandas de frecuencias diferentes con polarizaciones mutuamente ortogonales en las bandas.

La superficie para el prototipo de este polarizador consta de 313 elementos distribuidos en una red triangular equilátera sobre un sustrato Rogers 5880. La selección de una malla triangular equilátera fue por sus ventajas sobre una malla cuadrada, entre las que destaca su mayor tolerancia a los ángulos de incidencia θ_{inc} relativamente grandes.

Para este dispositivo también se diseñó un método para medir su respuesta, como este dispositivo trabaja solamente para ángulos de incidencia entre 0° y 10° , se pensó en un sistema de medición para medir la incidencia normal $\theta_{inc} = 0^\circ$. Los resultados de las mediciones siguen la tendencia de los

resultados teóricos y son los siguientes:

- En la primer banda con frecuencia central en $f_1 = 27.71GHz$ se tiene un nivel $RA \leq 3[dB]$ desde $26.71GHz$ hasta $28.72[GHz]$ esto es un ancho de banda $BW = 2.01[GHz]$.
 - En la segunda banda, la banda superior, con frecuencia central en $f_2 = 42.67GHz$ se tiene un nivel $RA \leq 3[dB]$ desde $38.27GHz$ hasta $47.07[GHz]$ esto es un ancho de banda $BW = 8.8[GHz]$.
5. En ambos casos se generaron elipses de polarización, estas elipses de polarización rectifican que los polarizadores transforman ondas linealmente polarizadas a ondas con polarización elíptica con un bajo nivel de razón axial, las cuáles tienden a ser ondas con polarización circular.
 6. Conforme al ángulo de inclinación τ con respecto al eje x del semieje mayor de las elipses de polarización dibujadas del polarizador de doble banda y la ecuación para obtener ese ángulo, se puede obtener la diferencia de fases entre las ondas y con ello, saber si se trata de una polarización circular derecha o polarización circular izquierda. Con esta información se concluye que el polarizador reflectivo diseñado convierte la onda incidente de polarización lineal a una onda reflejada de polarización circular izquierda en la primera banda y a una onda con polarización circular derecha en la banda superior.
 7. Finalmente con los resultados teóricos, simulados numéricamente y medidos podemos aseverar que los objetivos del proyecto fueron alcanzados satisfactoriamente.

Bibliografía

- [1] IEEE Standard Test Procedures for Antennas. *ANSI/IEEE Std 149-1979*, 1979. doi: 10.1109/IEEESTD.1979.120310.
- [2] Roberto Xchel Galicia Valverde. *Polarizador reflectivo de banda ancha basado en superficie de anillos divididos para las bandas Ka y U*. 2017. URL <http://pbidi.unam.mx:8080/login?url=http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&db=cat02029a&AN=tes.TES01000758272&lang=es&site=eds-live>.
- [3] Constantine A Balanis. *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1999.
- [4] A. J. Fenn and P. T. Hurst. *Electromagnetics and Antenna Theory*. MITP, 2015. ISBN 9780262328906. URL <https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/7109349>.
- [5] A. Ludwig. The definition of cross polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(1):116–119, January 1973. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.1973.1140406.
- [6] Lourdes Martínez López. *Arreglos de fase reflectivos basados en anillos seccionados para la banda Ka*. 2014. URL <http://132.248.52.100:8080/xmlui/handle/132.248.52.100/6909>.
- [7] G. Perez-Palomino, J. E. Page, M. Arrebola, and J. A. Encinar. A design technique based on equivalent circuit and coupler theory for broadband linear to circular polarization converters in reflection or transmission mode. *IEEE*

- Transactions on Antennas and Propagation*, 66(5):2428–2438, May 2018. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2018.2809664.
- [8] N. J. G. Fonseca and C. Mangenot. High-performance electrically thin dual-band polarizing reflective surface for broadband satellite applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2):640–649, Feb 2016. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2015.2509011.
- [9] E. Doumanis, G. Goussetis, J. L. Gomez-Tornero, R. Cahill, and V. Fusco. Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(1):212–219, Jan 2012. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2011.2167920.
- [10] W. Zhang and J. Li. A broad-band linear-to-circular transmission polarizer based on frequency selective surfaces. *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 1130–1133, March 2017. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928065.
- [11] Wei Zhang, Jian ying Li, and Jian Xie. A broadband linear-to-circular transmission polarizer based on right-angled frequency selective surfaces. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.
- [12] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk. A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:153–156, 2014. ISSN 1536-1225. doi: 10.1109/LAWP.2014.2298393.
- [13] P. Naseri, S. A. Matos, J. R. Costa, C. A. Fernandes, and N. J. G. Fonseca. Dual-band dual-linear-to-circular polarization converter in transmission mode application tok/ka-band satellite communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(12):7128–7137, Dec 2018. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2018.2874680.
- [14] Qingyun Zeng, Wu Ren, He Zhao, Zhenghui Xue, and Weiming Li. Dual-band transmission-type circular polariser based on frequency selective surfaces. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13(2):216–222, 2018.

- [15] X. Liu, J. Zhang, W. Li, R. Lu, L. Li, Z. Xu, and A. Zhang. Three-band polarization converter based on reflective metasurface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:924–927, 2017. ISSN 1536-1225. doi: 10.1109/LAWP.2016.2614686.
- [16] F. Luo, F. Lan, Z. Yang, Z. Shi, L. Meng, H. Su, and M. Shi. Multiband terahertz reflective polarizer based on asymmetric l-shaped split-ring-resonators metasurface. In *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, pages 905–907, Oct 2016. doi: 10.1109/ISAPE.2016.7834109.
- [17] M. Fartookzadeh and S. H. Mohseni Armaki. Dual-band reflection-type circular polarizers based on anisotropic impedance surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2):826–830, Feb 2016. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2015.2511152.
- [18] M. Fartookzadeh and S. H. Mohseni Armaki. Enhancement of dual-band reflection-mode circular polarizers using dual-layer rectangular frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(10):4570–4574, Oct 2016. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2016.2593931.
- [19] M. Karamirad, C. Ghobadi, J. Nourinia, and B. Mohammadi. A x-band linear to circular polarization converter. In *2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, pages 0186–0188, Dec 2017. doi: 10.1109/KBEI.2017.8324968.
- [20] W. Zhang, J. Li, G. Yang, and J. Xie. Broadband window-type circular polariser based on frequency selective surfaces. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 687–688, July 2017. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072386.
- [21] W. Zhang, J. Li, and J. Xie. A broadband circular polarizer based on cross-shaped composite frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(10):5623–5627, Oct 2017. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2017.2735459.

- [22] Baoqin Lin, Jia-liang Wu, Xin-yu Da, Wei Li, and Jia-jun Ma. A linear-to-circular polarization converter based on a second-order band-pass frequency selective surface. *Applied Physics A*, 123(1):43, Dec 2016. ISSN 1432-0630. doi: 10.1007/s00339-016-0673-8. URL <https://doi.org/10.1007/s00339-016-0673-8>.
- [23] L. Li, Y. Li, Z. Wu, F. Huo, Y. Zhang, and C. Zhao. Novel polarization-reconfigurable converter based on multilayer frequency-selective surfaces. *Proceedings of the IEEE*, 103(7):1057–1070, July 2015. ISSN 0018-9219. doi: 10.1109/JPROC.2015.2437611.
- [24] Baoqin Lin, Jianxin Guo, Lintao Lv, Jing Wu, Zhe Liu, and Baigang Huang. A linear-to-circular polarization converter based on a bi-layer frequency selective surface. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 0(0):e21750. doi: 10.1002/mmce.21750. URL <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mmce.21750>.
- [25] Gerzon Gómez Bravo and Adriana Angélica Briseño Ojeda. *APolarizador basado en superficie reflectiva para la banda U*. 2016. URL <http://132.248.52.100:8080/xmlui/handle/132.248.52.100/10335>.
- [26] Q. Zheng, C. Guo, and J. Ding. Wideband metasurface-based reflective polarization converter for linear-to-linear and linear-to-circular polarization conversion. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(8):1459–1463, Aug 2018. ISSN 1536-1225. doi: 10.1109/LAWP.2018.2849352.
- [27] S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad. Wideband linear-to-circular polarization converters based on miniaturized-element frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2):525–534, Feb 2016. ISSN 0018-926X. doi: 10.1109/TAP.2015.2504999.
- [28] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez. Active dual-band frequency selective surfaces with close band spacing based on switchable ring slots. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(9):606–608, Sep. 2015. ISSN 1531-1309. doi: 10.1109/LMWC.2015.2451358.

- [29] Noach Amitay, Victor Galindo, and Chen Pang Wu. *Theory and analysis of phased array antennas*, volume 13. Wiley-Interscience New York, 1972.