



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS

**ARREGLO REFLECTIVO PARA POLARIZACIÓN DUAL CIRCULAR
OPERANDO EN LA BANDA Ka**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

GERZON GÓMEZ BRAVO

TUTOR PRINCIPAL

DR. OLEKSANDR MARTYNYK, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX, NOVIEMBRE 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Secretario: Dra. Moumtadi Fátima

Vocal: Dr. Martynuyk Oleksandr

1^{er.} Suplente: Dr. Martínez López José Ismael

2^{d o.} Suplente: Dr. Peña Cabrera Juan Mario

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, Ciudad de México

TUTOR DE TESIS:

Dr. Oleksandr Martynyuk

FIRMA

La science ne connaît pas de pays, parce que la connaissance appartient à l'humanité, et elle est la torche qui illumine le monde. La science est la plus grande personnification de la nation parce que cette nation restera la première en portant au plus loin les travaux de la pensée et de l'intelligence.

Louis Pasteur

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por ayudarme a encontrar mi vocación y por ser parte clave de mi formación como persona y profesionista. Ser universitario ha marcado mi vida y siempre será un orgullo pertenecer a la Máxima Casa de Estudios del país.

A mis padres por su amor y comprensión. Por ayudarme a salir adelante, por los grandes sacrificios que hicieron para que yo pudiera llegar hasta aquí. Gracias por creer en mí. Todos mis logros presentes y futuros son gracias a ustedes.

A Miguel Ángel, Jesús, Adriana, Luis e Iván por su apoyo incondicional, por la confianza que han depositado en mí, por haber estado cuando más los he necesitado, por sus consejos y especialmente, por su amistad.

A mi tutor, el Dr. Oleksandr Martynyuk le agradezco su incansable guía y el haber estado siempre al pendiente del desarrollo de este trabajo, así como por los invaluable conocimientos que ha compartido conmigo. Gracias por su gran apoyo e inagotable paciencia a lo largo de mis estudios de maestría. Pero sobre todo, le agradezco el haberme brindado la valiosa oportunidad de trabajar con él.

A los miembros del jurado, por el tiempo dedicado a la revisión de esta tesis y sus valiosas observaciones para mejorar la calidad de este trabajo.

Agradezco Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por la beca recibida a lo largo de mis estudios de maestría y por el financiamiento otorgado al proyecto 166106.

A la DGAPA-UNAM, por el apoyo recibido a través de los proyectos IN114116, IN115016 e IN116517.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPTIIT) de la UNAM por medio del proyecto IN116517 titulado "*Arreglos reflectivos reconfigurables de extremadamente alta frecuencia con conmutadores iónicos basados en calcogenuros*". Agradezco a la DGAPA-UNAM por la beca recibida.

Resumen

En éste trabajo se propone y analiza un arreglo reflectivo para polarización dual circular operando en la banda Ka , basado en ranuras anulares. Durante la investigación se estudiaron diferentes configuraciones geométricas de la celda unitaria del arreglo, variando el número de stubs integrados en cada anillo. Se encontró que la configuración geométrica óptima consiste en un arreglo de cuatro capas. Las dos primeras capas del arreglo funcionan como una superficie selectiva de polarización circular y su elemento base son ranuras anulares con cuatro stubs y diodos p-i-n. Las capas 3 y 4 funcionan como una superficie reflectiva para ondas circulares y su elemento base es una ranura anular con postes metálicos.

La principal ventaja de la estructura propuesta sobre diseños existentes es que permite controlar la fase de reflexión para una onda circular derecha y una onda circular izquierda de forma independiente, además, al ser una estructura planar es compatible con la tecnología de fabricación de circuitos impresos. Se modeló matemáticamente la transmisión y reflexión de las ondas incidentes de polarización circular por medio de los conceptos de diagrama de flujo de señales y la regla de Mason se concluyó que el arreglo diseñado es una estructura multimodal ya que su funcionamiento depende de la interacción entre las ondas circulares y los modos de propagación de alto orden.

El arreglo reflectivo para polarización dual circular diseñado opera a 20.9 [GHz] y tiene cuatro estados de conmutación. En los dos primeros casos el arreglo permite controlar la fase de reflexión de la onda incidente de polarización circular derecha en pasos de 180 [°] y la fase reflexión de la onda circular izquierda se controla mediante el cambio de posición de los postes metálicos de una superficie reflectiva. En los estados 3 y 4, el arreglo permite cambiar la fase de reflexión de la onda circular izquierda en pasos de 180 [°]. Los resultados de las simulaciones cumplen con los objetivos planteados y son coherentes con el principio de Fox. Además se evaluó la respuesta del arreglo al cambio del ángulo de incidencia de las ondas circulares y se concluyó que el funcionamiento óptimo del arreglo solo se presenta bajo condiciones de incidencia normal.

Introducción general

Los sistemas de comunicaciones modernos, así como un gran número de aplicaciones industriales y militares requieren del desarrollo de antenas de alto desempeño, es decir, que tengan alta ganancia y directividad a un costo bajo. Las primeras soluciones creadas para solucionar dicha necesidad fueron las antenas de apertura y los arreglos de fase ¹.

Las antenas de apertura son capaces de proveer altas ganancias con un bajo costo de fabricación, pero tienen una capacidad limitada de reconfiguración de su haz principal, debido a que se requiere la integración de sistemas mecánicos, lo cual limita su uso en aplicaciones de seguimiento y detección en tiempo real. Por otro lado, los arreglos de fase son capaces de reconfigurar su haz principal en tiempo real, sin embargo, es necesario que cada uno de los elementos del arreglo integre un módulo tranceptor, lo que provoca que su costo incremente significativamente ².

Los arreglos reflectivos combinan algunas de las características de las antenas de apertura y de los arreglos de fase. Las principales ventajas de este tipo de estructura son su capacidad de reconfigurar de forma rápida y adaptable su haz en tiempo real, además, un reflectarray conformado por cientos o miles de elementos puede ser fabricado fácilmente y a bajo costo mediante procesos fotolitográficos. Por otro lado el mecanismo de alimentación de los arreglos reflectivos elimina la complejidad y pérdidas asociadas a las redes de alimentación utilizadas en los arreglos de fase. Es importante destacar que las antenas de arreglo reflectivo poseen otras características de interés como bajo y alta ganancia ³.

La principal limitación de los arreglos reflectivos es que, generalmente, operan con un solo tipo de polarización. Recientemente ha habido un amplio desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual lineal, sin embargo, el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual circular ha sido escaso. El uso de ondas polarizadas circularmente ha mejorado el desempeño de los sistemas de comunicaciones satelitales, debido a que no son afectadas por la rotación de Faraday al propagarse a través de la ionosfera ⁴.

¹S.V Hum y J.Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for Dynamic Antenna Beam Control: a review", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, No.1, pp.183-198, 2014

²J. Silva-Montero, J. I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, 2015

³J. Huang y J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas", 1ra ed. John Wiley and Sons, 2007

⁴T. Debogovic y J. Perruisseau-Carrier, "Low Loss MEMS-Reconfigurable 1-Bit Reflectarray Cell With Dual-Linear Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5055-5060, 2014.

Contenido

Agradecimientos	iii
Resumen	v
Introducción general.	x
1 Introducción a los arreglos reflectivos.	1
1.1 Polarización electromagnética.	1
1.1.1 Definición	1
1.1.2 Tipos de polarización	3
1.2 Arreglos reflectivos.	14
1.2.1 Ventajas de los arreglos reflectivos.	16
1.2.2 Desventajas de los arreglos reflectivos.	17
1.2.3 Arreglos reflectivos para polarización dual.	18
1.2.4 Arreglos reflectivos reconfigurables.	26
1.3 Conclusiones del capítulo.	30
Referencias del capítulo.	32
2 Diseño preliminar del arreglo reflectivo.	36
2.1 Arreglo de antenas de polarización circular.	36
2.1.1 La antena helicoidal.	36
2.1.2 Geometría de la antena helicoidal.	37
2.1.3 Modos de radiación de la antena helicoidal.	39
2.2 Diseño de la celda unitaria.	46
2.2.1 Parámetros de simulación.	46
2.2.2 Celda unitaria de un elemento.	47
2.2.3 Celda unitaria de dos elementos.	52
2.2.4 Superficie reflectiva.	54
2.2.5 Simulación del sistema completo.	63
2.3 Conclusiones del capítulo.	70
Referencias del capítulo.	72
3 Superficie selectiva de polarización circular.	74
3.1 Diseño de la superficie selectiva de polarización circular.	74
3.1.1 Definición.	74

3.1.2	Consideraciones teóricas.	75
3.1.3	Parámetros de simulación.	77
3.1.4	Propuesta de celda unitaria basada en ranuras anulares.	78
3.1.5	Celda unitaria de cuatro elementos.	84
3.2	Análisis de la superficie selectiva de polarización circular.	85
3.2.1	Diagramas de flujo de señales.	86
3.2.2	Regla de Mason.	87
3.2.3	Teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas.	96
3.2.4	Distribución del campo generado por los modos de orden superior.	103
3.3	Conclusiones del capítulo.	105
	Referencias del capítulo.	107
4	Diseño del arreglo reflectivo reconfigurable.	109
4.1	Control de la fase de la onda de polarización circular derecha.	109
4.1.1	Integración de los diodos p-i-n en la primer capa.	112
4.1.2	Superficie selectiva de polarización circular con stubs oblicuos.	115
4.1.3	Superficie selectiva de polarización circular con cuatro diodos p-i-n por elemento.	117
4.2	Control de la fase de la onda de polarización circular transmitida por la SSPC.	121
4.2.1	Diseño de la superficie reflectiva.	121
4.2.2	Simulación con el plano de tierra.	125
4.3	Simulación de la estructura completa.	127
4.3.1	Simulación del primer estado de conmutación.	131
4.3.2	Simulación del segundo estado de conmutación.	133
4.4	Celda unitaria de la SSPC a 45 grados.	135
4.5	Tolerancia al cambio de ángulo de incidencia.	138
4.6	Conclusiones del capítulo.	140
	Referencias del capítulo.	143
	Conclusiones generales.	144

Lista de Figuras

1:1. Rotación de una onda electromagnética plana en $z = 0$	2
1:2. Tipos de polarización de una onda electromagnética: (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica.	3
1:3. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje x	4
1:4. Campo polarizado linealmente en la dirección del eje y	5
1:5. Campo polarizado linealmente en dirección ψ	5
1:6. Tipos de polarización circular: (a) circular derecha y (b) circular izquierda. .	6
1:7. Polarización circular derecha.	8
1:8. Polarización circular izquierda.	9
1:9. Onda con polarización elíptica a una inclinación τ	12
1:10. Polarización elíptica derecha con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y . .	13
1:11. Polarización elíptica izquierda con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y . .	13
1:12. Diagrama conceptual de los primeros desarrollos de arreglos reflectivos. . . .	14
1:13. Configuración típica de un arreglo reflectivo impreso.	15
1:14. Diferentes tipos de elementos radiantes: (a) parches de microcinta del mismo tamaño conectados a líneas de transmisión de longitud variable, (b) dipolos y anillos resonantes de diferentes tamaños, (c) parches de microcinta de diferentes tamaños y (d) parches de microcinta con posición angular variable.	15
1:15. Ejemplo de arreglo reflectivo multicapa para alcanzar mayores anchos de banda. .	16
1:16. Diferencia espacial de fase entre los elementos del arreglo reflectivo.	17
1:17. Celda unitaria de un arreglo reflectivo para polarización dual lineal con control independiente para cada onda.	18
1:18. (a) Dispositivo experimental y (b) fase de la onda reflejada en el eje x variando el voltaje de los pares de diodos, demostrando la existencia de control independiente de la fase de reflexión para cada polarización.	19
1:19. Arreglo reflectivo para polarización dual circular: (a) Principio de funcionamiento, (b) Celda unitaria.	20
1:20. Arreglo reflectivo fabricado: (a) primera capa y (b) segunda capa.	21
1:21. Patrón de radiación medido para la configuración 1 (plano $\phi = 0^\circ$): (a) polarización circular izquierda y (b) polarización circular derecha.	22
1:22. Ganancia y razón axial en broadside para la configuración 1.	23
1:23. Propuesta de celda unitaria para superficie selectiva de polarización circular. .	24
1:24. Superficie selectiva de polarización circular: (a) celda unitaria de un solo elemento, (b) celda unitaria de cuatro elementos.	24

1:25. Coeficientes de transmisión y razón axial contra frecuencia: medidos (líneas sólidas) y experimentales (líneas punteadas).	25
1:26. Desplazador de fase de 2 bits basado en un arreglo reflectivo tipo espirafase.	27
1:27. Estructura de un diodo p-i-n: (a) planar y (b) colina.	28
1:28. Circuito equivalente de un diodo p-i-n [?]	29
1:29. Circuito equivalente del diodo p-i-n como conmutador de RF y microondas.	30
2:1. Tipos de antena helicoidal: (a) cilíndrica, (b) elíptica y (c) cónica.	37
2:2. Tipos de plano de tierra: (a) plato parabólico, (b) malla circular, (c) superficie plana y (d) un conductor.	37
2:3. Geometría y dimensiones de una antena helicoidal.	38
2:4. Geometría de una espira de la antena helicoidal desenrollada.	38
2:5. Configuraciones de la red de alimentación de la antena helicoidal: (a) serie y (b) paralelo.	39
2:6. Patrón de radiación para diferentes modos de operación de la antena helicoidal: (a) modo normal, (b) modo axial y (c) modo de alto orden.	40
2:7. Representación de una vuelta de la antena helicoidal como la combinación de una espira y un dipolo corto.	40
2:8. (a) Antena helicoidal enrollada en sentido horario y (b) antena helicoidal enrollada en sentido antihorario.	44
2:9. Antena tipo espiral de Arquímedes.	46
2:10. Configuración inicial de la celda unitaria del arreglo de antenas helicoidales.	48
2:11. Radiación de la antena helicoidal en polarización circular.	49
2:12. Barrido paramétrico del radio de la antena helicoidal.	50
2:13. Barrido paramétrico de la altura de la antena helicoidal.	50
2:14. Barrido paramétrico del número de vueltas de la antena helicoidal.	51
2:15. Barrido paramétrico de la altura de la antena helicoidal de cinco espiras.	51
2:16. Celda unitaria óptima de un elemento.	52
2:17. Celda unitaria de dos elementos.	53
2:18. Magnitud en decibeles de la reflexión de la onda de polarización circular izquierda.	53
2:19. Magnitud de la transmisión de la onda de polarización circular derecha.	54
2:20. (a) Superficie reflectiva basada en anillos ranurados con cargas reactivas y (b) celda unitaria.	54
2:21. Diferentes geometrías de ranuras anulares: (a) con cortos sectoriales, (b) con capacitores y (c) con cortos continuos.	56
2:22. Celda unitaria de la superficie reflectiva basada en anillos ranurados con cortos continuos.	57
2:23. Ejemplos de distribuciones de elementos en estructuras periódicas: (a) cuadrada y (b) triangular.	58
2:24. Magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales para el intervalo $10[mm] \leq r_{in} \leq 70[mm]$	59

2:25.	Magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales.	59
2:26.	Magnitud de los coeficientes de reflexión para las componentes lineales de la onda incidente para $r_{out} = 106$ [mm].	60
2:27.	Celda unitaria de la superficie reflectiva basada en ranuras anulares con cortes.	60
2:28.	Magnitud del coeficiente de reflexión para la componente lineal vertical de la onda incidente.	61
2:29.	Fase de la onda reflejada al cambiar la posición angular de los cortos.	61
2:30.	Magnitud del coeficiente de reflexión para una onda incidente de polarización circular.	62
2:31.	Magnitud del coeficiente de reflexión para una onda incidente de polarización circular para $d = 146$ [mm].	62
2:32.	Fase de la onda reflejada al cambiar la posición angular de los cortos.	63
2:33.	Celda unitaria del sistema completo.	63
2:34.	Celda unitaria al modificar la posición de las antenas en un ángulo $\gamma = 45$ [°].	64
2:35.	Fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda para $0 \leq \gamma \leq 170$ [°].	65
2:36.	Celda unitaria al modificar la posición de los cortos de la superficie reflectiva en un ángulo $\gamma = 45$ [°].	66
2:37.	Fase de la onda reflejada de polarización circular derecha para $0 \leq \gamma \leq 110$ [°].	66
2:38.	Celda unitaria para $\alpha = 30$ [°] y $\beta = 90$ [°].	67
2:39.	Fase de la onda reflejada derecha para $\alpha = 0$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].	68
2:40.	Fase de la onda reflejada derecha para $\alpha = 90$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].	68
2:41.	Fase de la onda reflejada izquierda para $\beta = 0$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].	68
2:42.	Fase de la onda reflejada izquierda para $\beta = 90$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].	69
2:43.	Fase de la onda reflejada izquierda para $\alpha = 0$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].	69
2:44.	Fase de la onda reflejada derecha para $\beta = 0$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].	70
3:1.	Celda unitaria de Pierrot de una SSPC izquierda (las longitudes están dadas en longitudes de onda).	75
3:2.	Celda unitaria basada de la SSPC basada en anillos metálicos: (a) primera capa y (b) segunda capa.	78
3:3.	Respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión de la primer capa de la SSPC basada en anillos metálicos propuesta.	79
3:4.	Respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión de la segunda capa de la SSPC basada en anillos metálicos propuesta.	79
3:5.	Propuesta de la celda unitaria para una SSPC basada en anillos ranurados : (a) primer capa y (b) segunda capa.	80
3:6.	Incidencia de las ondas de polarización lineal en la celda unitaria propuesta: (a) primer capa y (b) segunda capa.	81
3:7.	Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión.	82
3:8.	Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión.	82
3:9.	Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión. . .	83

3:10. Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión para las ondas de polarización circular izquierda y derecha.	83
3:11. Celda unitaria de cuatro elementos: (a) primer capa y (b) segunda capa. . .	84
3:12. Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión para la celda unitaria de cuatro elementos.	84
3:13. Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión de la celda unitaria de cuatro elementos óptima.	85
3:14. (a) Red de microondas de dos puertos y (b) diagrama de flujo de señales de la red.	86
3:15. Ejemplo de un diagrama de flujo de señales.	87
3:16. Diagrama de flujo de señales del arreglo propuesto.	89
3:17. Magnitud lineal de los parámetros S de la primer capa de la superficie. . . .	90
3:18. Fase de los parámetros S de la primer capa de la superficie.	91
3:19. Magnitud de los parámetros S de la segunda capa de la superficie.	91
3:20. Fase de los parámetros S de la segunda capa de la superficie.	92
3:21. Diferencia de fase entre los parámetros S_{11}^{DD} (primera capa) y \mathcal{S}_{11}^{DD} (segunda capa).	93
3:22. Relación en magnitud de los parámetros de reflexión y transmisión.	93
3:23. Relación en fase de los parámetros de reflexión y transmisión.	94
3:24. Magnitud de los parámetros de transmisión del arreglo cuando $d = 7.2$ [mm].	95
3:25. Fase de los parámetros de transmisión del arreglo cuando $d = 7.2$ [mm]. . . .	95
3:26. Magnitud de los parámetros S de los modos de alto orden que interactúan con las ondas de polarización circular.	96
3:27. Geometría de un arreglo infinito de guías de onda.	97
3:28. Parámetros geométricos de un arreglo periódico.	101
3:29. Distribución del campo producido por la combinación de los modos de alto orden en la primera capa.	105
4:1. Propuesta de elemento base para la superficie selectiva de polarización circular reconfigurable.	110
4:2. Configuración del elemento base de la superficie reconfigurable propuesta en el primer estado. Los diodos están representados mediante su circuito equivalente.	110
4:3. Propuesta de celda unitaria para la superficie selectiva de polarización circular reconfigurable.	111
4:4. Celda unitaria de la primer capa de la superficie selectiva de polarización circular tipo espirafase conformada por cuatro elementos. Los diodos abiertos se muestran en color azul y los diodos cerrados se muestran en color rojo. . .	112
4:5. (a) Elemento base de la SSPC y (b) elemento base con un diodo p-i-n abierto representado mediante su circuito equivalente.	112
4:6. Parámetros S de la primer capa de la SSPC con diodos p-i-n.	113
4:7. Parámetros S de la primer capa de la SSPC con diodos p-i-n después de la optimización.	114

4:8. Parámetros S de la SSPC con diodos p-i-n.	114
4:9. Celda unitaria con stubs oblicuos: (a) primer capa y (b) segunda capa.	115
4:10. Parámetros S de la primer capa de la SSPC con stubs a 45°	116
4:11. Parámetros S de la primer capa de la SSPC con stubs a 45° optimizada.	116
4:12. Celda unitaria de la SSPC reconfigurable: (a) primer capa y (b) segunda capa.	117
4:13. Primer capa de la celda unitaria modificada. Los diodos abiertos se muestran en color azul y los diodos cerrados se muestran en color rojo.	119
4:14. Coeficientes de transmisión para el estado 1 y el estado 2.	120
4:15. Coeficientes de transmisión para el estado 3 y el estado 4.	120
4:16. Diferencia de fase de la onda reflejada derecha en los estados 1 y 2.	120
4:17. Diferencia de fase de la onda reflejada derecha en los estados 3 y 4.	121
4:18. Celda unitaria de la superficie reflectiva.	121
4:19. Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal vertical.	122
4:20. Capacitancia entre los postes metálicos.	123
4:21. Celda unitaria de la superficie reflectiva con dimensiones geométricas.	123
4:22. Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de reflexión para las onda de polarización lineal.	124
4:23. (a) Incidencia de ondas de polarización circular en la celda unitaria y (b) vista lateral de la superficie reflectiva.	124
4:24. Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales de la onda incidente.	125
4:25. Celda unitaria de cuatro elementos para $\gamma = 50^\circ$	126
4:26. Respuesta en frecuencia de la fase de la onda reflejada para $0 \leq \gamma \leq 90^\circ$	126
4:27. Respuesta en frecuencia de la fase de la onda reflejada para $100 \leq \gamma \leq 180^\circ$	127
4:28. Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para $0 \leq \gamma \leq 180^\circ$	127
4:29. Celda unitaria del arreglo reflectivo en el primer estado.	128
4:30. Fase de reflexión de la onda circular derecha.	128
4:31. Fase de reflexión de la onda circular izquierda.	128
4:32. Celda unitaria de la SSPC con salientes: (a) primer capa y (b) segunda capa.	129
4:33. Parámetros de transmisión del arreglo de dos capas con capacitores formados por salientes metálicos.	130
4:34. Celda unitaria del arreglo reflectivo para el primer estado.	131
4:35. Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $0 \leq \theta \leq 90^\circ$	131
4:36. Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $100 \leq \theta \leq 180^\circ$	132
4:37. Fase de la reflexión de la onda circular derecha $0 \leq \theta \leq 180^\circ$	132
4:38. Celda unitaria del arreglo reflectivo para el segundo estado.	133
4:39. Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $0 \leq \theta \leq 90^\circ$	133
4:40. Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $100 \leq \theta \leq 180^\circ$	134
4:41. Fase de la reflexión de la onda circular derecha $0 \leq \theta \leq 180^\circ$	134
4:42. Diferencia de fase para la onda derecha reflejada entre los estados 1 y 2.	135

4:43.Celda unitaria de la SSPC a 45°	136
4:44.Parámetros de transmisión de la celda unitaria de la SSPC a 45°	136
4:45.Fase de reflexión de la onda circular derecha.	137
4:46.Celda unitaria de la SSPC a 45° con stubs a 0 y 180°	137
4:47.Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para polarización circular.	138
4:48.Incidencia oblicua.	139
4:49.Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para una onda incidente a $\theta = 10^\circ$	139
4:50.Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para una onda incidente a $\theta = 20^\circ$	140

Lista de Tablas

1.	CONFIGURACIONES DEL ARREGLO.	21
2.	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN.	22
3.	PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DE LA CELDA UNITARIA.	48
4.	DIMENSIONES GEOMÉTRICAS ÓPTIMAS	52
5.	DIMENSIONES GEOMÉTRICAS INICIALES DE LA CELDA UNITARIA.	58
6.	FASE DE LA ONDA REFLEJADA DE POLARIZACIÓN CIRCULAR IZQUIERDA.	64
7.	FASE DE LA ONDA REFLEJADA DE POLARIZACIÓN CIRCULAR DERECHA.	66
8.	DIMENSIONES GEOMÉTRICAS DE LA CELDA UNITARIA.	79
9.	CARACTERÍSTICAS DEL SUSTRATO DIELECTRICO.	81
10.	VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS DE LA CELDA UNITARIA DE CUATRO ELEMENTOS.	85
11.	RAMAS DEL DIAGRAMA DE FLUJO DE SEÑALES DE LA SSPC.	90
12.	VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS.	113
13.	VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS.	116
14.	CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE I.	118
15.	CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE II.	118
16.	CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE III.	118
17.	CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE IV.	118
18.	CAMBIO DE FASE EN CADA ESTADO	119
19.	DIMENSIONES GEOMÉTRICAS ÓPTIMAS	130

Introducción general

Los sistemas de comunicaciones modernos, así como un gran número de aplicaciones industriales y militares requieren del desarrollo de antenas de alto desempeño, es decir, que tengan alta ganancia y directividad a un costo bajo. Las primeras soluciones creadas para solucionar dicha necesidad fueron las antenas de apertura y los arreglos de fase ¹.

Las antenas de apertura son capaces de proveer altas ganancias con un bajo costo de fabricación, pero tienen una capacidad limitada de reconfiguración de su haz principal, debido a que se requiere la integración de sistemas mecánicos, lo cual limita su uso en aplicaciones de seguimiento y detección en tiempo real. Por otro lado, los arreglos de fase son capaces de reconfigurar su haz principal en tiempo real, sin embargo, es necesario que cada uno de los elementos del arreglo integre un módulo tranceptor, lo que provoca que su costo incremente significativamente ².

Los arreglos reflectivos combinan algunas de las características de las antenas de apertura y de los arreglos de fase. Las principales ventajas de este tipo de estructura son su capacidad de reconfigurar de forma rápida y adaptable su haz en tiempo real, además, un reflectarray conformado por cientos o miles de elementos puede ser fabricado fácilmente y a bajo costo mediante procesos fotolitográficos. Por otro lado el mecanismo de alimentación de los arreglos reflectivos elimina la complejidad y pérdidas asociadas a las redes de alimentación utilizadas en los arreglos de fase. Es importante destacar que las antenas de arreglo reflectivo poseen otras características de interés como bajo y alta ganancia ³.

La principal limitación de los arreglos reflectivos es que, generalmente, operan con un solo tipo de polarización. Recientemente ha habido un amplio desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual lineal, sin embargo, el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual circular ha sido escaso. El uso de ondas polarizadas circularmente ha mejorado el desempeño de los sistemas de comunicaciones satelitales, debido a que no son afectadas por la rotación de Faraday al propagarse a través de la ionosfera ⁴.

¹S.V Hum y J.Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for Dynamic Antenna Beam Control: a review", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, No.1, pp.183-198, 2014

²J. Silva-Montero, J. I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, 2015

³J. Huang y J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas", 1ra ed. John Wiley and Sons, 2007

⁴T. Debogovic y J. Perruisseau-Carrier, "Low Loss MEMS-Reconfigurable 1-Bit Reflectarray Cell With Dual-Linear Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5055-5060, 2014.

En los últimos años ha surgido la necesidad de usar de manera más eficiente el espectro radioeléctrico asignado a las comunicaciones satelitales; el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual circular puede convertirse en la solución para dicho problema, ya que, se podrían transmitir dos ondas circulares de forma consecutiva a la misma frecuencia sin que exista interferencia entre ellas; dicha técnica es conocida como reuso de frecuencias; por lo que se podría enviar el doble de información en el mismo canal.

Después de estudiar la literatura sobre los arreglos reflectivos, se propuso desarrollar un reflectarray para polarización dual circular basado en anillos ranurados. Adicionalmente se consideró la integración de diodos p-i-n en la estructura diseñada de tal forma que se pueda controlar de forma independiente la fase de reflexión de las dos ondas incidentes.

Ya que las ondas con polarización circular son de amplia utilidad en los sistemas de comunicaciones satelitales, se propone que el arreglo reflectivo propuesto opere en la banda Ka. En los sistemas satelitales la banda Ka está definida en el rango de 27.5 a 31 [GHz] para los enlaces de subida (*uplink*) y de 17.7 a 21.2 [GHz] para los enlaces de bajada (*downlink*)⁵. En México la banda Ka está asignada para comunicaciones fijas por satélite, móviles por satélite, exploración de la tierra por satélite, investigación espacial, comunicación entre satélites, entre otras⁶.

Objetivo de la tesis.

Objetivo general.

El trabajo desarrollado en esta tesis consiste en proponer, modelar matemáticamente, optimizar y diseñar arreglos reflectivos para polarización dual circular, con el fin de generar estructuras que permitan controlar la dirección del haz para cada polarización de forma independiente, utilizando estructuras planares y con el menor número de capas posible, que permitan simplificar los procesos de fabricación y facilitar la integración de dispositivos activos, como los diodos p-i-n con el objetivo de generar estructuras reconfigurables.

Objetivos particulares.

- I. Proponer nuevos diseños de arreglos reflectivos para polarización circular dual en la banda Ka, con control independiente de la fase de reflexión para cada polarización, basados en superficies selectivas de polarización circular y que faciliten la integración de dispositivos activos.
- II. Optimizar los diseños del arreglo reflectivo tratando de controlar de forma independiente la dirección del haz de las ondas reflejadas utilizando el principio de espirafase por medio de la integración de diodos p-i-n para simular el giro mecánico de la estructura.

⁵K.Roebuck, "Ka Band Satellite Communications: High-impact Technology", 1ra ed, Emereo, 2011

⁶Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, versión publicada en el DOF el 1 de octubre de 2018

Organización de la tesis.

El presente trabajo se divide en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se estudia el concepto de polarización electromagnética y se presenta un estudio del estado del arte de los arreglos reflectivos para polarización dual circular. Se analizó el diseño, características y principio de operación de las propuestas desarrolladas hasta la fecha.

En el segundo capítulo se desarrolla una propuesta de arreglo reflectivo para polarización dual circular basado en antenas helicoidales. A pesar de que el diseño está basado en antenas tridimensionales, nos proporciona una buena aproximación para entender el principio de operación de los arreglos reflectivos para polarización dual circular, lo que facilitará el proceso de diseño de la estructura planar.

En el tercer capítulo, se presenta el desarrollo de una superficie selectiva de polarización circular basada en ranuras anulares con un stub y un capacitor. En el proceso de diseño de la estructura se sintonizaron las dimensiones geométricas de la celda unitaria para cumplir con las metas planteadas, respetando las tolerancias de la tecnología de fabricación. De forma adicional, se estudiaron conceptos teóricos como el concepto de diagrama de flujo de señales y el teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas, con el objetivo de modelar matemática el comportamiento de la estructura.

En el último capítulo se presenta el proceso de optimización de la superficie selectiva de polarización circular para que la estructura pueda reconfigurar la fase de la onda incidente de polarización derecha. Además, se diseñó una superficie reflectiva para controlar la dirección de reflexión de la onda que sí se transmite a través de la superficie selectiva de polarización circular. Se simuló la estructura en dos estados de conmutación y se demostró que el control de la fase de la onda circular izquierda y de la onda circular derecha es independiente. Finalmente, se estudió la respuesta de la estructura ante el cambio de ángulo de incidencia de las ondas circulares.

1 Introducción a los arreglos reflectivos.

Los arreglos reflectivos o reflectarrays surgieron como solución a la necesidad de desarrollo de antenas con alta ganancia asociada en los sistemas de radar y de comunicaciones de larga distancia modernos. Tradicionalmente, las antenas de reflector parabólico eran la respuesta para satisfacer dicha necesidad, sin embargo, la complejidad de su proceso de fabricación, y su limitada capacidad de reconfiguración del haz principal, han restringido sus aplicaciones. Por otro lado, las antenas en arreglo de fase, poseen la capacidad de reconfigurar su haz en tiempo real, pero su costo es elevado debido a que se requiere integrar módulos de amplificación en cada uno de sus elementos, siendo poco eficientes energéticamente hablando.

En los últimos años se ha buscado aprovechar de manera más eficiente el espectro radioeléctrico debido al incremento en la demanda de sistemas de comunicaciones de banda ancha por medio del reuso de frecuencias. Cuando se transmiten dos ondas de polarización ortogonal en la misma banda de frecuencia no existe interferencia entre las señales, por lo que se puede transmitir el doble de información en un mismo canal. Además, al utilizar ondas de polarización circular ofrecen características de propagación superiores a las de las ondas lineales bajo las mismas condiciones de línea de vista; lo que genera que haya un gran interés en desarrollar arreglos que operen con dos ondas de polarización circular de forma simultánea. En primer lugar se estudiará el concepto de polarización electromagnética y de arreglo reflectivo. Finalmente, se presentará un estado del arte centrado en el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual.

1.1. Polarización electromagnética.

1.1.1. Definición

Es una práctica común describir una onda electromagnética por medio de su polarización. De acuerdo al Estándar de Definiciones para Antenas del Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE, del inglés: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [1, 2], la polarización de una onda radiada es la propiedad que describe la dirección y la magnitud relativa del vector campo eléctrico con respecto al tiempo; específicamente, la figura trazada como función del tiempo por el extremo del vector localizado en un punto fijo de interés en el espacio y el sentido en el que esta trazado, que se observa a lo largo de la dirección de propagación.

En otras palabras, la polarización se entiende como la variación de la magnitud y

dirección del vector campo eléctrico con respecto al tiempo, a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética.

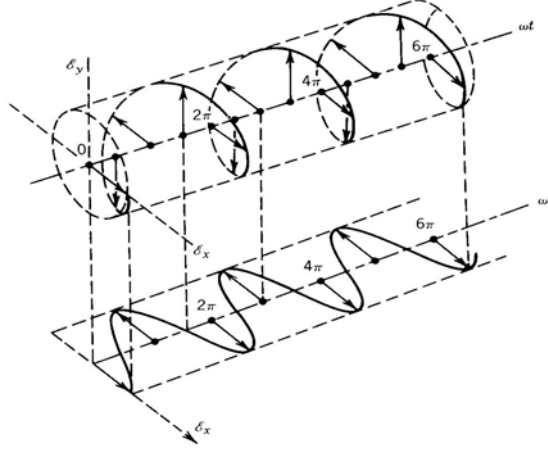


Figura 1:1: Rotación de una onda electromagnética plana en $z = 0$ [2].

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

$$\begin{aligned}\vec{E} &= E_x \vec{a}_x + E_y \vec{a}_y = \Re e [E_x^+ \vec{a}_x e^{-j(\omega t - \beta z)} + E_y^+ \vec{a}_y e^{j(\omega t - \beta z)}] = \\ &= E_{x_0}^+ \vec{a}_x \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) + E_{y_0}^+ \vec{a}_y \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \left[\frac{V}{m} \right]\end{aligned}\quad (1.1)$$

$$\begin{aligned}\vec{H} &= H_x \vec{a}_x + H_y \vec{a}_y = \Re e \left[\frac{E_x^+}{\eta} \vec{a}_x e^{-j(\omega t - \beta z)} - \frac{E_y^+}{\eta} \vec{a}_y e^{j(\omega t - \beta z)} \right] = \\ &= \frac{E_{x_0}^+}{\eta} \vec{a}_x \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) - \frac{E_{y_0}^+}{\eta} \vec{a}_y \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \left[\frac{A}{m} \right]\end{aligned}\quad (1.2)$$

donde:

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

E_x^+ y E_y^+ son valores complejos, mientras que $E_{x_0}^+$ y $E_{y_0}^+$ son valores reales. En la ecuación 1.1 se observa que el campo eléctrico tiene dos componentes: E_x y E_y , que son ondas con variaciones sinusoidales que se propagan en dirección del eje x y del eje y , respectivamente, al variar las condiciones de esta ecuación, se obtienen todos los tipos de polarización existentes.

1.1.2. Tipos de polarización

Podemos clasificar la polarización en tres categorías (figura 1:2): lineal, circular y elíptica. En general, la figura que traza el vector campo eléctrico, es una elipse y se dice que esta polarizado elípticamente. Las polarizaciones lineal y circular son casos particulares de la elíptica, las cuales se obtienen cuando la elipse trazada tiende a una línea recta y a una circunferencia, respectivamente. La trayectoria del vector campo eléctrico puede ser en sentido horario y en sentido antihorario. Dichas trayectorias son conocidas como polarización derecha e izquierda, respectivamente.

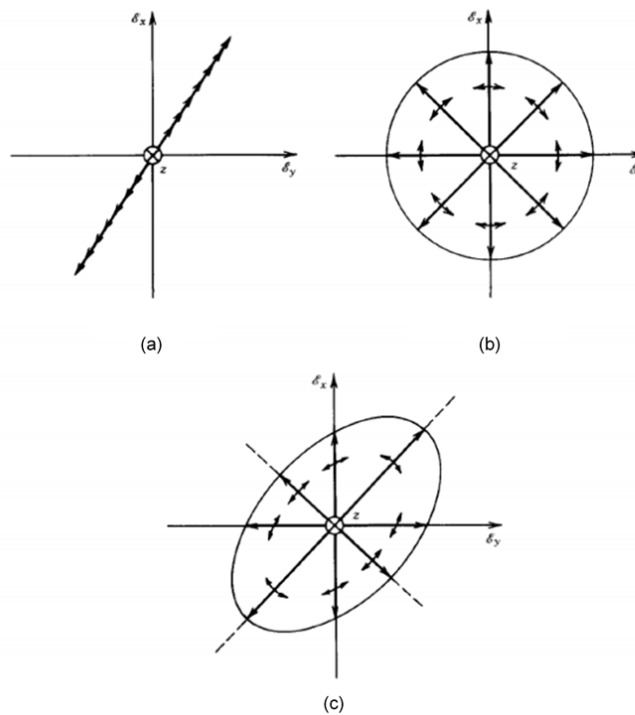


Figura 1:2: Tipos de polarización de una onda electromagnética: (a) lineal, (b) circular y (c) elíptica [2].

Polarización lineal.

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

Polarización lineal vertical: Para analizar el comportamiento del vector campo eléctrico instantáneo, se debe retomar la ecuación 1.1, considerando que el campo está contenido en el plano $z = 0$, para simplificar los cálculos. En este caso, considerando que $E_{y0}^+ = 0$ y evaluando la ecuación , obtenemos:

$$\vec{E}(z=0) = E_{x_0}^+ \cdot \vec{a}_x \cdot \cos(\omega t + \phi_x) \quad (1.3)$$

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

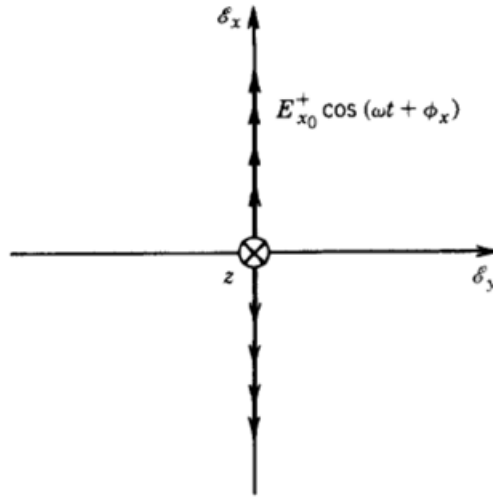


Figura 1:3: Campo polarizado linealmente en la dirección del eje x [2].

Polarización lineal horizontal: De forma análoga al caso anterior, se analizará el comportamiento del vector campo eléctrico instantáneo en el plano $z=0$, considerando que $E_{x_0}^+ = 0$ y evaluando la ecuación 1.1, obtenemos:

$$\vec{E}(z=0) = E_{y_0}^+ \cdot \vec{a}_y \cdot \cos(\omega t + \phi_y) \quad (1.4)$$

La ecuación 1.4 representa una línea recta que siempre se encuentra contenida a lo largo del eje y , cuando se cumple esta condición, se dice que la polarización del campo es lineal horizontal.

Polarización lineal oblicua: A pesar de lo visto en los casos anteriores, no es necesario que alguna de las dos componentes del campo ($E_{x_0}^+$ o $E_{y_0}^+$) sea nula para que el campo este polarizado linealmente. Consideremos un caso donde en el que ambas componentes tienen la misma fase, esto es $\phi_x = \phi_y = \phi$. Al aplicar esta condición a la ecuación 1.1 se obtiene que una componente del campo está polarizada de forma lineal vertical, mientras que la otra de forma lineal horizontal, como se muestra a continuación:

$$\vec{E}_x = E_{x_0}^+ \cdot \vec{a}_x \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (1.5)$$

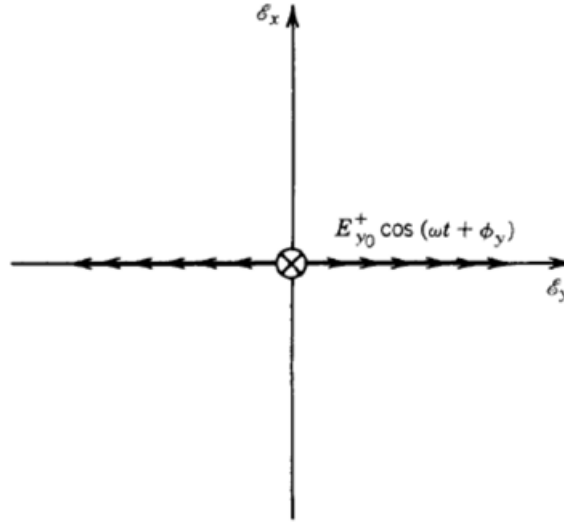


Figura 1:4: Campo polarizado linealmente en la dirección del eje y [2].

$$\vec{E}_y = E_{y_0}^+ \cdot \vec{a}_y \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (1.6)$$

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

$$\vec{E} = E_{x_0}^+ \vec{a}_x \cos(\omega t + \phi) + E_{y_0}^+ \vec{a}_y \cos(\omega t + \phi) \quad (1.7)$$

La magnitud del vector campo eléctrico está definida como:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{|E_{x_0}^+|^2 + |E_{y_0}^+|^2} \cos(\omega t + \phi) \quad (1.8)$$

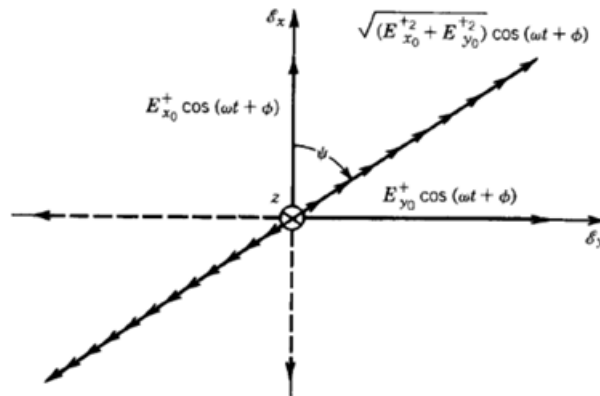


Figura 1:5: Campo polarizado linealmente en dirección ψ [2].

El ángulo ψ se calcula como sigue:

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{|E_y|}{|E_x|} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{|E_{y_0}^+|}{|E_{x_0}^+|} \right) \quad (1.9)$$

Cuando el campo cumple con estas condiciones, se dice que esta polarizado de forma lineal en dirección ψ , también conocida como polarización lineal oblicua como se muestra en la figura 1:5.

Polarización circular.

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

- I. El campo tiene dos componentes ortogonales polarizadas linealmente.
- II. Las dos componentes tienen la misma magnitud.
- III. La diferencia de fase entre las dos componentes es de $\pi/2$ o sus múltiplos noes.

De forma general, estas condiciones se pueden representar como:

$$E_0 = |E_{x_0}| = \pm j|E_{y_0}| \quad (1.10)$$

Aplicando la condición 1.10 a la definición matemática de las componentes (ecuación 1.1), obtenemos:

$$\vec{E}_x(z=0) = E_0 \vec{a}_x \cos(\omega t + \phi) \quad (1.11)$$

$$\vec{E}_y(z=0) = E_0 \vec{a}_y \sin(\omega t + \phi) \quad (1.12)$$

Elevando al cuadrado y sumando las ecuaciones 1.11 y 1.12, se encuentra el siguiente resultado:

$$E_0^2 = |E_x|^2 + |E_y|^2 \quad (1.13)$$

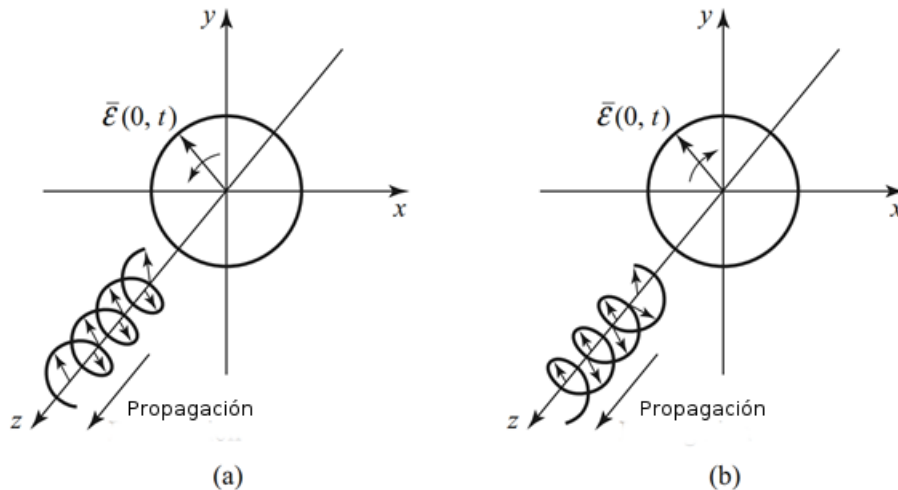


Figura 1:6: Tipos de polarización circular: (a) circular derecha y (b) circular izquierda [3].

La ecuación 1.13 corresponde con la ecuación de lugar geométrico de una circunferencia. De acuerdo al sentido de rotación del vector campo eléctrico, la polarización circular se divide en dos tipos: polarización circular derecha y polarización circular izquierda, como se muestra en la figura 1:6.

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

$$\phi_x = 0$$

$$\phi_y = -\frac{\pi}{2}$$

$$E_{x_0}^+ = E_{y_0}^+ = E_R$$

Por lo tanto, las componentes del campo quedan definidas como:

$$|E_x| = E_R \cos(\omega t) \quad (1.14)$$

$$|E_y| = E_R \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = E_R \sin(\omega t) \quad (1.15)$$

La amplitud del campo:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_R^2(\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_R \quad (1.16)$$

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

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{E_R \sin(\omega t)}{E_R \cos(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(\tan(\omega t)) = \omega t \quad (1.17)$$

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

$$\phi_x = \frac{\pi}{2}$$

$$\phi_y = 0$$

$$E_{x_0}^+ = E_{y_0}^+ = E_R$$

En este caso, las componentes quedan definidas como:

$$|E_x| = E_R \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -E_R \sin(\omega t) \quad (1.18)$$

$$|E_y| = E_R \cos(\omega t) \quad (1.19)$$

Su magnitud y dirección:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_R^2(\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_R \quad (1.20)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{E_y}{E_x} \right) = \tan^{-1} \left(-\frac{E_R \cos(\omega t)}{E_R \sin(\omega t)} \right) = \tan^{-1}(-\cot(\omega t)) = \omega t + \frac{\pi}{2} \quad (1.21)$$

Los dos casos analizados poseen una característica en común: la componente E_x se encuentra adelantada $\frac{\pi}{2}$, respecto a la componente E_y , por lo que el sentido de la rotación del vector del campo es en el sentido de las manecillas del reloj u horario, como se muestra en la figura 1:7.

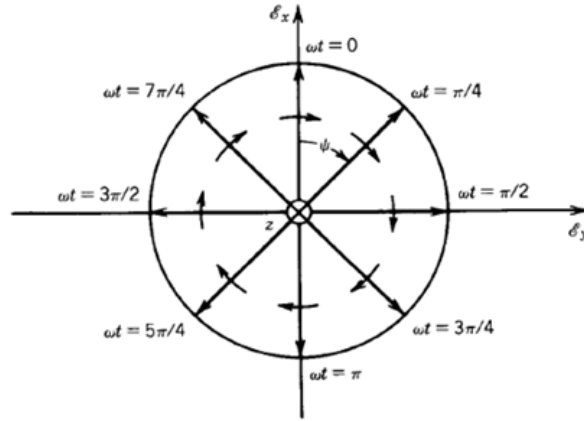


Figura 1:7: Polarización circular derecha [2].

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

$$\phi_x = 0$$

$$\phi_y = \frac{\pi}{2}$$

$$E_{x0}^+ = E_{y0}^+ = E_L$$

Por lo tanto, las componentes del campo quedan definidas como:

$$|E_x| = E_L \cos(\omega t) \quad (1.22)$$

$$|E_y| = E_L \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) = -E_L \sin(\omega t) \quad (1.23)$$

La amplitud del campo:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_L^2 (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_L \quad (1.24)$$

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

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{E_y}{E_x} \right) = \tan^{-1} \left(-\frac{E_L \sin(\omega t)}{E_L \cos(\omega t)} \right) = \tan^{-1}(-\tan(\omega t)) = -\omega t \quad (1.25)$$

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

$$\phi_x = -\frac{\pi}{2}$$

$$\phi_y = 0$$

$$E_{x_0}^+ = E_{y_0}^+ = E_L$$

En este caso, las componentes quedan definidas como:

$$|E_x| = E_L \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = E_L \sin(\omega t) \quad (1.26)$$

$$|E_y| = E_L \cos(\omega t) \quad (1.27)$$

Su magnitud y dirección:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2} = \sqrt{E_L^2(\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t))} = E_L \quad (1.28)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{E_y}{E_x}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{E_L \cos(\omega t)}{E_L \sin(\omega t)}\right) = \tan^{-1}(\cot(\omega t)) = \frac{\pi}{2} - \omega t \quad (1.29)$$

Los dos casos analizados poseen una característica en común: la componente E_y se encuentra adelantada $\frac{\pi}{2}$, respecto a la componente E_x , por lo que el sentido de la rotación del vector del campo es en sentido contrario a las manecillas del reloj u antihorario, como se muestra en la figura 1:8 .

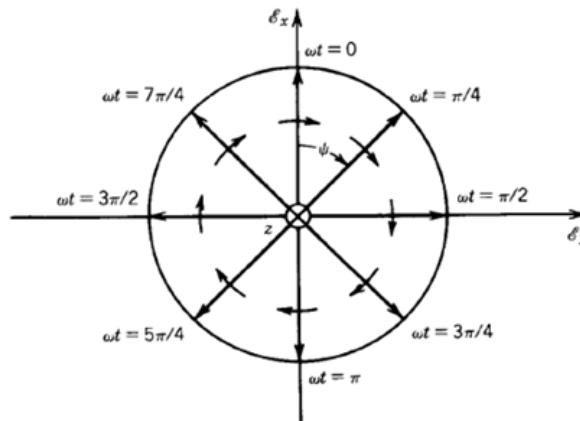


Figura 1:8: Polarización circular izquierda [2].

Ventajas de utilizar ondas de polarización circular: El uso de ondas con polarización circular ha sido un factor fundamental para mejorar el desempeño de los sistemas modernos de comunicaciones.

Las antenas con polarización circular son necesarias en los sistemas de telemetría y comando, para la transmisión de señales a través de la ionósfera, y en los sistemas de radar

para disminuir los efectos debido a la lluvia. En los dos primeros casos, la orientación de una onda con polarización lineal no se puede predecir, ya sea porque no se sabe la orientación de la fuente o porque no hay certeza de qué tanto será afectada por la rotación de Faraday debido a su propagación a través de la ionósfera [4].

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

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

La segunda técnica ha tenido mayor difusión debido a que permite disminuir los costos sin incrementar la complejidad de los sistemas. En diversos estudios de diversidad de polarización, se ha demostrado que usar ondas con polarización circular en la transmisión y recepción minimiza el efecto del desvanecimiento por multitrayectoria; ya que para cualquier reflexión inesperada, la polarización de la onda en línea de vista es opuesta a la de la onda reflejada [5].

Las ondas con polarización circular ofrecen características de propagación superiores que las ondas de polarización lineal bajo las mismas condiciones de línea de vista [5–7].

Polarización elíptica.

El tipo más general de polarización, es la elíptica. De forma análoga al caso de polarización circular, una onda esta polarizada elípticamente cuando la diferencia de fase entre sus componentes es de $\frac{\pi}{2}$ o sus múltiplos noes $(3\frac{\pi}{2}, 5\frac{\pi}{2}, \dots)$, pero no es necesario que la magnitud de sus componentes sea la misma. Estas condiciones se pueden ejemplificar de la siguiente manera:

$$\phi_x = \frac{\pi}{2}$$

$$\phi_y = 0$$

$$E_{x_0}^+ = E_R + E_L$$

$$E_{y_0}^+ = E_R - E_L$$

Aplicando estas condiciones a la ecuación 1.1, las componentes del campo quedan definidas como:

$$|E_x| = (E_R + E_L) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -(E_R + E_L) \sin(\omega t) \quad (1.30)$$

$$|E_y| = (E_R - E_L) \cos(\omega t) \quad (1.31)$$

La amplitud del vector campo eléctrico:

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

$$|E_x|^2 + |E_y|^2 = E_R^2 + E_L^2 + 2E_R E_L (\sin^2(\omega t) - \cos^2(\omega t)) \quad (1.32)$$

Despejando $\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$ de las ecuaciones 1.30 y 1.31, respectivamente:

$$\sin(\omega t) = -\frac{|E_x|}{E_R + E_L} \quad (1.33)$$

$$\cos(\omega t) = \frac{|E_y|}{E_R - E_L} \quad (1.34)$$

Sustituyendo 1.33 y 1.34 en 1.32, la ecuación queda reducida a :

$$\left[\frac{|E_x|}{E_R + E_L}\right]^2 + \left[\frac{|E_y|}{E_R - E_L}\right]^2 = 1 \quad (1.35)$$

La ecuación 1.35 representa una elipse con eje mayor igual a $|E_{max}| = |E_R + E_L|$ y eje menor igual a $|E_{min}| = |E_R - E_L|$.

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

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

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

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

$$AR = -\frac{|E|_{max}}{|E|_{min}} = -\frac{E_R + E_L}{E_R - E_L} \quad (1.36)$$

donde E_R y E_L son valores reales positivos. La magnitud de la razón axial se encuentra en el rango:

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

De forma general, para una elipse con inclinación τ (figura 1:9), la razón axial se define como:

$$AR = \pm \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \pm \frac{OA}{OB} \quad (1.37)$$

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_{x_0}^+ E_{y_0}^+}{(E_{x_0}^+)^2 - (E_{y_0}^+)^2} \right] \quad (1.38)$$

donde:

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left((E_{x_0}^+)^2 + (E_{y_0}^+)^2 + [(E_{x_0}^+)^4 + (E_{y_0}^+)^4 + 2(E_{x_0}^+)^2 (E_{y_0}^+)^2 \cos(2\Delta\phi)]^{\frac{1}{2}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.39)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left((E_{x_0}^+)^2 + (E_{y_0}^+)^2 - [(E_{x_0}^+)^4 + (E_{y_0}^+)^4 + 2(E_{x_0}^+)^2 (E_{y_0}^+)^2 \cos(2\Delta\phi)]^{\frac{1}{2}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.40)$$

$$E_{x_0}^+ = E_R + E_L \quad (1.41)$$

$$E_{y_0}^+ = E_R - E_L \quad (1.42)$$

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y \neq n\frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.43)$$

Cualquier onda con polarización elíptica puede ser representada mediante la suma de una onda con polarización circular derecha y una onda con polarización circular izquierda.

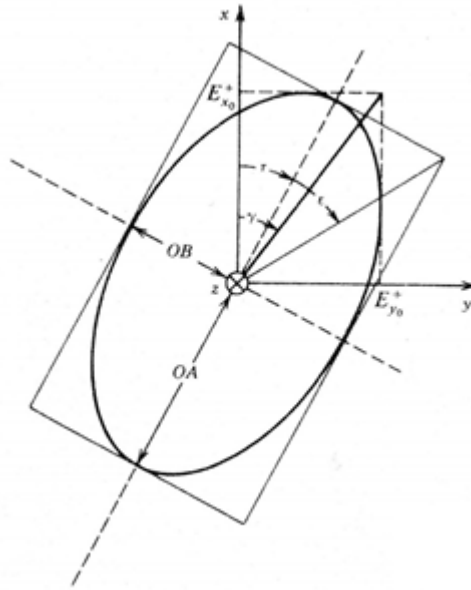


Figura 1:9: Onda con polarización elíptica a una inclinación τ [2].

Polarización elíptica derecha: Si $E_R > E_L$ la razón axial será negativa y la componente con polarización circular derecha tendrá mayor efecto que la componente con polarización circular izquierda, por lo que la rotación del vector campo eléctrico será en el sentido de las manecillas del reloj. Esta polarización también es conocida como elíptica derecha (figura 1:10).

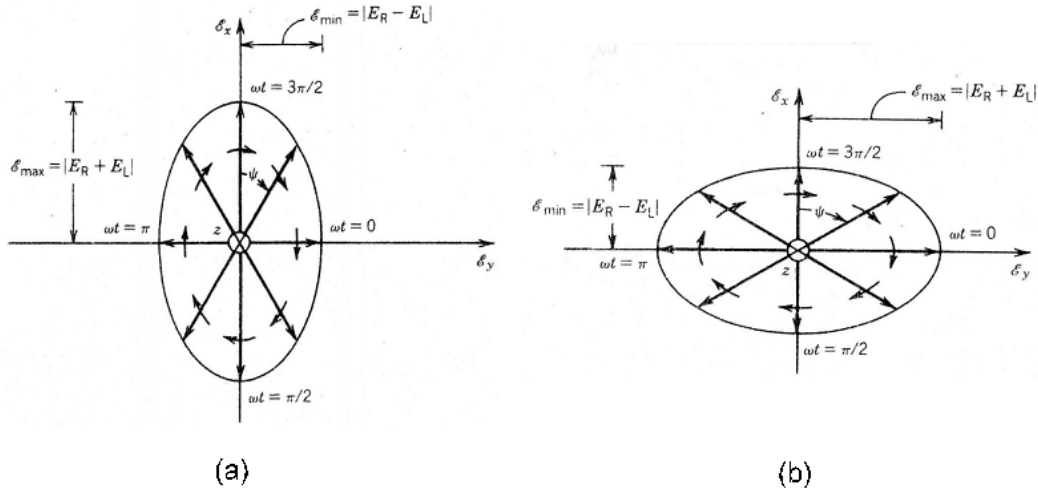


Figura 1:10: Polarización elíptica derecha con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].

Polarización elíptica izquierda: Si $E_R < E_L$ la razón axial será positiva y la componente con polarización circular izquierda tendrá mayor influencia que la componente con polarización circular derecha, por lo que la rotación del vector campo eléctrico será en el sentido contrario a las manecillas del reloj. Esta polarización también es conocida como elíptica izquierda (figura 1:11).

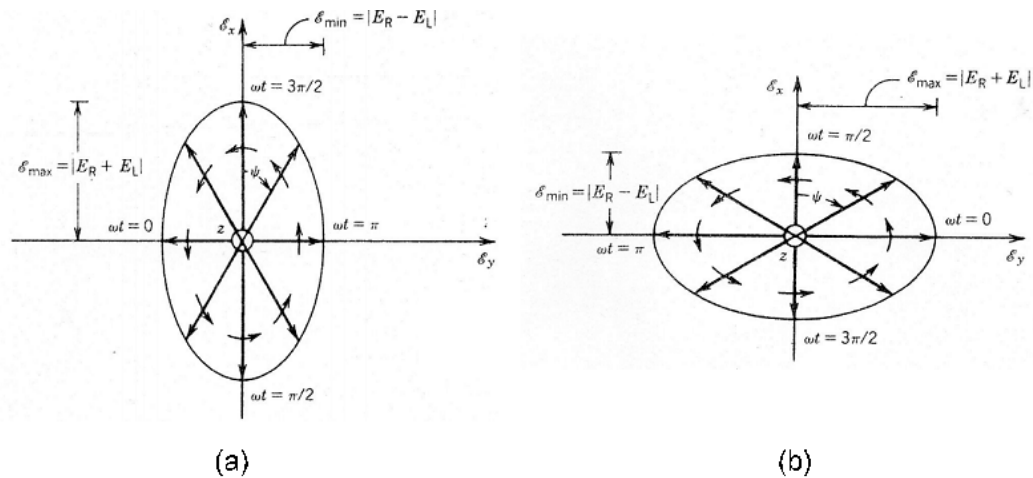


Figura 1:11: Polarización elíptica izquierda con eje mayor: (a) en el eje x y (b) en el eje y [2].

1.2. Arreglos reflectivos.

La mayoría de los sistemas de radar y comunicaciones modernos, así como los enlaces punto a punto, punto a multipunto o los sistemas de comunicaciones satelitales, han creado la necesidad de desarrollar antenas de bajo costo, con la capacidad de reconfigurar su haz principal, además de contar con alta ganancia y directividad. Una de las primeras respuestas para satisfacer estas necesidades fue el desarrollo de las antenas de apertura, como los lentes y reflectores, las cuales proporcionan altos niveles de ganancia a bajo costo. Sin embargo, las antenas de apertura tienen una capacidad limitada de reconfiguración del haz, debido a que se requiere la integración de sistemas mecánicos, lo cual limita su capacidad para actuar en tiempo real.

Otra alternativa para satisfacer las necesidades de los sistemas de comunicaciones modernos, son las antenas en arreglo de fase, cuya principal característica es su capacidad de reconfiguración del haz en tiempo real, pudiendo ser utilizadas para la detección y seguimiento de objetivos o fuentes de señales. Por otro lado, su principal desventaja se debe a sus grandes dimensiones físicas, además de la necesidad de que cada uno de los elementos del arreglo estén conectados a un módulo transceptor, cuya consecuencia es que su costo incrementa significativamente [8].

El concepto de antena de arreglo reflectivo o reflectarray fue introducido en 1963, mediante el uso de guías de onda (figura 1:12), pero, fue hasta la segunda mitad de la década de 1980 que el interés por desarrollar reflectarrays creció significativamente, gracias a la aparición de antenas fabricadas mediante el uso de tecnologías planares [9].

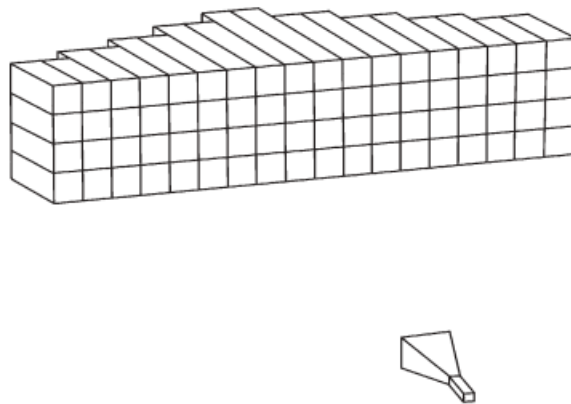


Figura 1:12: Diagrama conceptual de los primeros desarrollos de arreglos reflectivos [9].

Un arreglo reflectivo impreso (figura 1:13) está compuesto por una serie de elementos radiantes, distribuidos en un área reflectiva, la cual puede ser plana o curva, y una antena alimentadora que ilumina el arreglo. En dicha superficie, se pueden implementar diferentes tipos de elementos radiantes (figura 1:14), como stubs, parches de microcinta, dipolos o anillos resonantes, sin la necesidad de integrar divisores de potencia.

La antena alimentadora ilumina los elementos del reflectarray, los cuales están diseñados para rerradiar y esparcir el campo eléctrico incidente con la fase requerida para formar una onda plana en campo lejano en una dirección determinada. Este concepto es similar al funcionamiento de un reflector parabólico, el cual mediante su curvatura refleja y forma una onda plana cuando la antena de alimentación está ubicada en su punto focal.

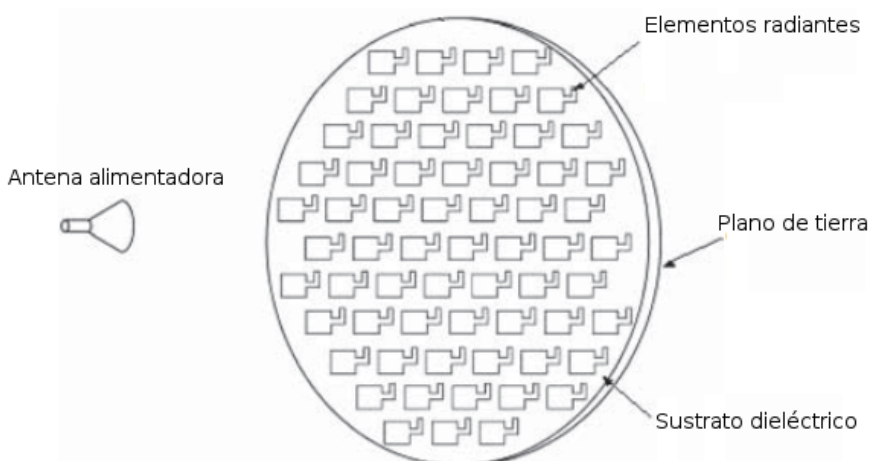


Figura 1:13: Configuración típica de un arreglo reflectivo impreso [9].

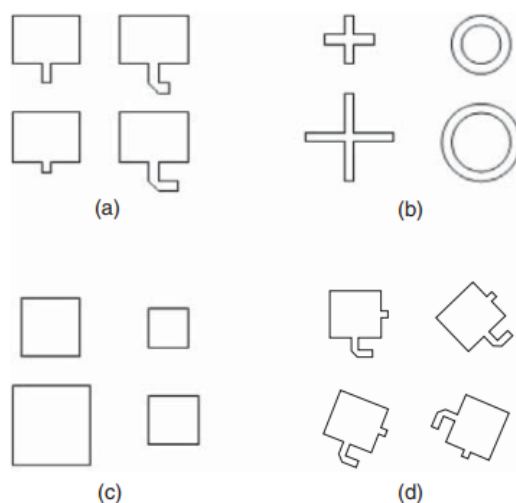


Figura 1:14: Diferentes tipos de elementos radiantes:(a)parches de microcinta del mismo tamaño conectados a líneas de transmisión de longitud variable, (b)dipolos y anillos resonantes de diferentes tamaños, (c)parches de microcinta de diferentes tamaños y (d)parches de microcinta con posición angular variable [9].

1.2.1. Ventajas de los arreglos reflectivos.

Las antenas de arreglo reflectivo combinan algunas de las ventajas de las antenas de apertura y de los arreglos de fase. Entre las ventajas de los reflectarrays se puede destacar que un arreglo reflectivo compuesto por cientos o miles de elementos puede ser fabricado fácilmente y a bajo costo, mediante procesos fotolitográficos. Además, los arreglos reflectivos poseen la capacidad de reconfigurar de forma rápida y adaptable su haz, de forma análoga a las antenas en arreglo de fase. Otra ventaja de los reflectarrays, es que su mecanismo de alimentación elimina la complejidad y pérdidas asociadas de las redes de alimentación utilizadas en los arreglos de fase, ésta característica es análoga a la de las antenas de apertura [9].

Los arreglos reflectivos pueden poseer una eficiencia mayor al 50% con una gran apertura, debido a que no se necesitan divisores de potencia, además de que las pérdidas resistivas son mínimas en este tipo de estructuras. De forma similar a las antenas de arreglo, los arreglos reflectivos tienen una alta tolerancia a la variación del ángulo de incidencia [9,10].

En los sistemas de comunicaciones satelitales se requiere implementar antenas con un sistema de despliegue mecánico, por lo que los arreglos reflectivos impresos se han convertido en una de las soluciones más utilizadas, debido a que su superficie plana permite doblar más fácilmente la antena en comparación con las antenas parabólicas. Otra ventaja de los reflectarrays es que poseen la capacidad de trabajar con múltiples haces al mismo tiempo, colocando varias antenas alimentadoras en el área focal de la antena. Es importante destacar que, debido a que los arreglos reflectivos cuentan con un gran número de elementos radiantes en el arreglo reflectivo se tiene la capacidad de ajuste de fase, pudiendo lograr de forma muy precisa un haz conformado mediante el uso de una técnica de síntesis de fase [9].

Finalmente, cabe destacar que las antenas de arreglo reflectivo poseen otras características de interés como bajo peso, buena eficiencia y alta ganancia asociada [8].

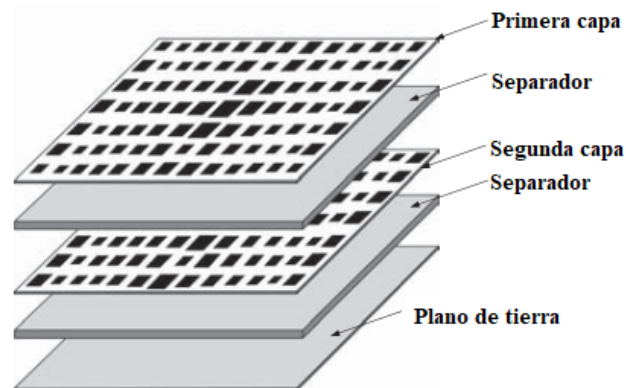


Figura 1:15: Ejemplo de arreglo reflectivo multicapa para alcanzar mayores anchos de banda [9].

1.2.2. Desventajas de los arreglos reflectivos.

La principal desventaja asociada a los arreglos reflectivos es su estrecho ancho de banda; por lo general no excede el 10% y depende de diferentes factores como el tipo de elemento, la magnitud de la apertura, la longitud focal, etc.; especialmente cuando se compara con el de los reflectores parabólicos, los cuales, teóricamente tienen un ancho de banda infinito.

En los arreglos reflectivos impresos, existen dos factores que limitan el ancho de banda: la geometría de los elementos y la diferencia espacial de fase.

Limitación del ancho de banda debida a la geometría de los elementos: Los elementos basados en la línea microcinta tienen un ancho de banda asociado entre 3 y 5%. Para alcanzar mayores anchos de banda con en este tipo de elementos, se han desarrollado diferentes técnicas, como variar el ángulo de rotación de los elementos o utilizar arreglos multicapas(figura1:15). Se han reportado anchos de banda de hasta 15% [9].

Limitación del ancho de banda debida a la diferencia espacial de fase: El segundo factor que afecta el ancho de banda de los arreglos reflectivos es la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión de elementos de la superficie reflectiva, este fenómeno es provocado por la diferencia entre las trayectorias del alimentador a cada uno de los elementos.

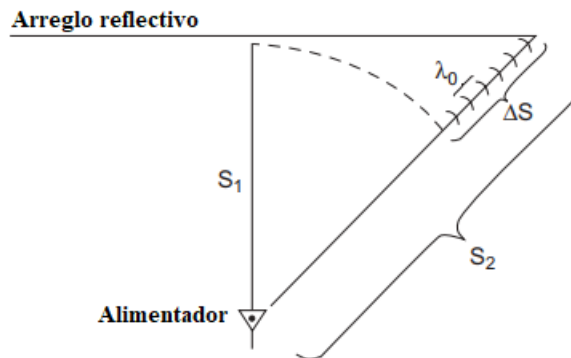


Figura 1:16: Diferencia espacial de fase entre los elementos del arreglo reflectivo [9].

Tomando como referencia la figura 1:16, donde la diferencia entre las trayectorias (ΔS) representa el retraso espacial entre las trayectorias S_1 y S_2 , medidas desde el alimentador hacia dos elementos del arreglo. Dicha diferencia (ΔS) puede ser múltiplo de la longitud de onda en el espacio libre(λ). La diferencia entre las trayectorias se puede expresar como $\Delta S = (N + d)\lambda$, donde N es un número entero y d es una fracción de la longitud de onda. En cada uno de los elementos hay una compensación por un apropiado retraso en fase; entre las técnicas utilizadas destacan: cambio del tamaño de los elementos de arreglo, variar la longitud de las líneas de transmisión, etc.; de tal manera que cada elemento provee un desplazamiento de fase predeterminado.

Debido a que la compensación de cada elemento está calculada para la frecuencia central, fuera de dicha frecuencia, el factor $(N + d)\lambda \frac{2\pi}{\lambda}$ se convierte en $(N + d)(\lambda + \Delta\lambda) \frac{2\pi}{\lambda}$, por lo que al radiar el frente de fase se presenta un error de excursión de frecuencia. La cantidad de cambio de fase en cada trayectoria, al compararla con una trayectoria de referencia S_1 , es $(N + d)\Delta\lambda \frac{2\pi}{\lambda}$, que puede representar una parte significativa de la longitud de onda.

Se han desarrollado diferentes técnicas para reducir el error de excursión de frecuencia en los arreglos reflectivos, tomando como base la reducción del factor N . El primer método consiste en aumentar la relación entre la longitud focal y el diámetro del arreglo, de tal manera que se reduce la diferencia entre las diferentes trayectorias del alimentador a los elementos. La segunda técnica consiste en evitar el uso de arreglos reflectivos de gran diámetro. El tercer método consiste en que los elementos del arreglo proporcionen retrasos en tiempo en lugar de retrasos de fase [9].

1.2.3. Arreglos reflectivos para polarización dual.

Una de las principales desventajas de las antenas de arreglo reflectivo era la limitación a operar con un solo tipo de polarización. En los últimos años, se ha reportado el desarrollo e implementación experimental de arreglos reflectivos que operan con dos ondas de polarización lineal [11, 12], en la misma banda de frecuencias; permitiendo el control independiente de cada uno de los haces.

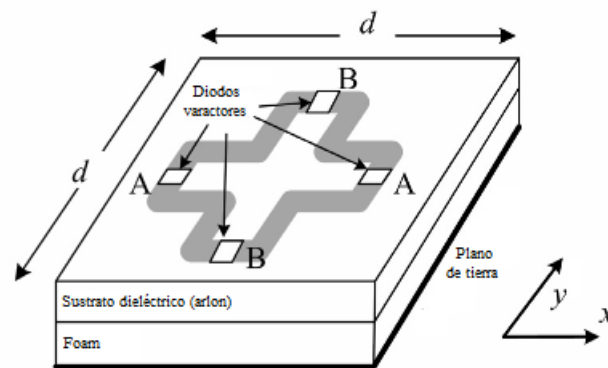


Figura 1:17: Celda unitaria de un arreglo reflectivo para polarización dual lineal con control independiente para cada onda [13].

El principio de funcionamiento de una de las propuestas de arreglo reflectivo para polarización dual lineal se ilustra en la figura 1:17, la estructura del dispositivo consiste en un arreglo de anillos resonantes de microcinta cargados con dos pares de diodos varactores 'A' y 'B'. En el caso de la onda incidente con polarización lineal horizontal, los diodos varactores 'B' no tienen efecto en la fase de la onda reflejada, debido a que están ubicados en las zonas donde la distribución de corriente es nula; por simetría, los diodos varactores 'A' permiten el

control de la fase de la onda reflejada. En el caso de la onda con polarización lineal vertical, los elementos 'A' se encuentran en las zonas donde la distribución de corriente es nula, por lo que ahora los pares de varactores 'B' controlan la fase de la onda reflejada. Este tipo de estructuras son conocidas como resonadores sintonizables [13].

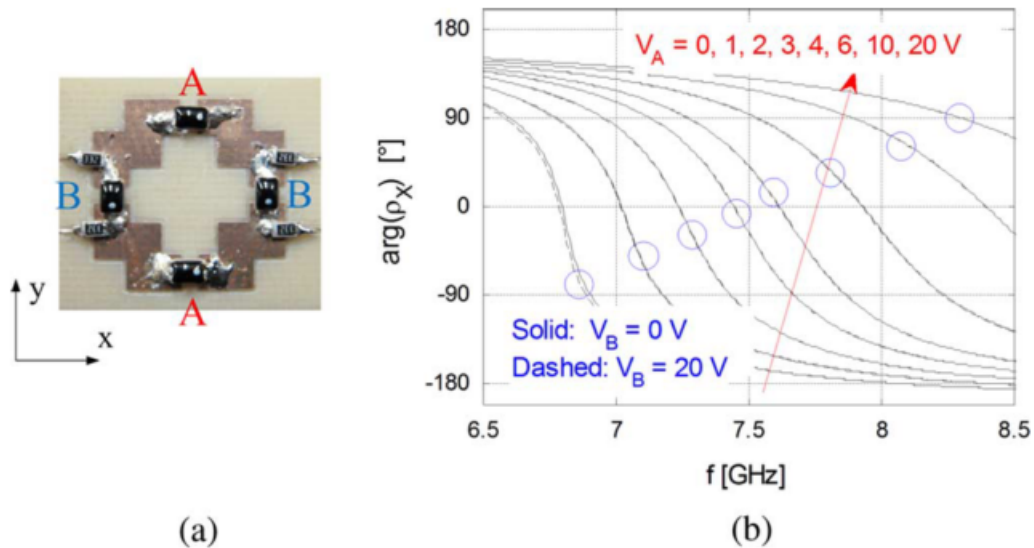


Figura 1:18: (a) Dispositivo experimental y (b) fase de la onda reflejada en el eje x variando el voltaje de los pares de diodos, demostrando la existencia de control independiente de la fase de reflexión para cada polarización [13].

Por el contrario, para el caso de dos ondas de polarización circular, ortogonales entre sí, en la misma banda de frecuencias, el desarrollo ha sido escaso [14, 15]. Las propuestas de reflectarray que se han presentado para este caso, cuentan con la desventaja de poseer una estructura tridimensional [16, 17] o estar basados en anillos metálicos [18], situación que dificulta la integración de dispositivos activos, como los diodos PIN, por lo que la posibilidad de reconfiguración de la dirección del haz principal de las ondas reflejadas está limitada. A continuación se presenta un análisis de las propuestas de arreglos reflectivos para polarización circular dual desarrolladas hasta la fecha.

Arreglo reflectivo para polarización dual circular con control independiente de polarización.

En el artículo “*Dual Circularly Polarized Reflectarray With Independent Control of Polarizations*” [16] se presentó la primera propuesta funcional de un arreglo reflectivo para polarización circular dual en la misma banda de frecuencias. La celda unitaria del dispositivo propuesto está compuesta por un arreglo de dos capas, la primera capa es una superficie selectiva de polarización circular que refleja la onda incidente de polarización circular izquierda, controlando al mismo tiempo su fase, y permite la transmisión a la segunda capa de la onda incidente de polarización derecha. Los elementos que forman la superficie selectiva

de polarización circular son dipolos doblados de longitud $3\lambda/4$, impresos en ambas caras del sustrato dieléctrico. La celda unitaria de la primera capa está constituida por 4 elementos con diferentes ángulos de rotación, de tal forma que hay cuatro diferentes estados para la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda.

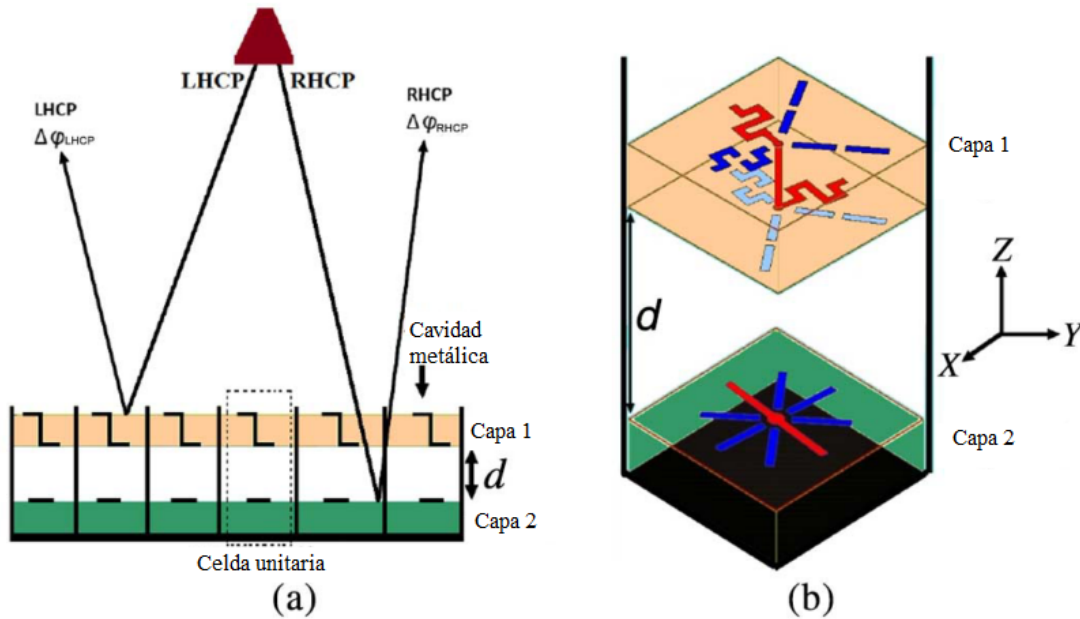


Figura 1:19: Arreglo reflectivo para polarización dual circular: (a) Principio de funcionamiento, (b) Celda unitaria [16].

La segunda capa refleja la onda con polarización circular derecha con un defasamiento predeterminado. La onda reflejada se propaga hacia la primera capa sin sufrir afectaciones por parte de la superficie selectiva de polarización circular. La celda unitaria de la segunda capa está compuesta por cuatro dipolos de longitud $\lambda/2$, cada uno con diferente ángulo de rotación, distribuidos en el sustrato dieléctrico sobre un plano de tierra.

Finalmente, en el arreglo completo de la celda unitaria, las dos capas se encuentran separadas a una distancia d . En el dispositivo fabricado, cada celda unitaria se encuentra contenida dentro de una cavidad metálica, con la misma área transversal que la guía de onda utilizada en el simulador. El uso de la cavidad metálica otorga soporte mecánico a la estructura y evita el acoplamiento debido a las ondas de superficie entre celdas adyacentes.

A pesar de que en el diseño se consideraron condiciones para lograr la reconfigurabilidad del haz, en el artículo únicamente se presentan resultados para estados fijos, esto se debe principalmente a que la estructura tridimensional de los elementos, basados en la celda unitaria de Pierrot [19], de la primera capa dificulta la integración de dispositivos activos, como los diodos pin, y sus redes de polarización. Las configuraciones estudiadas en el artículo se presentan en la tabla 1.

Tabla 1: CONFIGURACIONES DEL ARREGLO [16].

Configuración	Dirección LHCP	Dirección RCHP
1	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 0^\circ$
2	$\theta = +12^\circ, \phi = 90^\circ$	$\theta = 0^\circ$
3	$\theta = +21^\circ, \phi = 90^\circ$	$\theta = 0^\circ$
4	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 5^\circ, \phi = 180^\circ$
5	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 22^\circ, \phi = 180^\circ$

El arreglo fue diseñado para operar en la frecuencia de 8.37 [GHz] y se conformó con 97 celdas unitarias distribuidas circularmente (figura **1:20**). La relación foco diámetro (f/D) es igual a 0.8 y la fuente primaria se ubicó en el centro del reflector. La distancia entre los elementos d_{cel} fue de 23.88 [mm] ($0.66\lambda_0$ a 8.37 [GHz]). La antena alimentadora utilizada fue una corneta circular que opera en ambas polarizaciones circulares, con una ganancia de 10 [dBi] y ancho de banda a media potencia de 40° . La simulación fue optimizada para garantizar que el 99% de la potencia incidente fuera recibida en las cavidades de cada celda unitaria, en el rango de frecuencias de 8.2 a 8.8 [GHz]. En la figura **1:21** se presentan las mediciones experimentales del patrón de radiación para ambas polarizaciones, se encontró que el desempeño del arreglo es prometedor debido a que se presentan haces bien definidos para ambas polarizaciones. Adicionalmente, los niveles de polarización cruzada son 15 [dB] menores que los niveles máximos de copolarización.

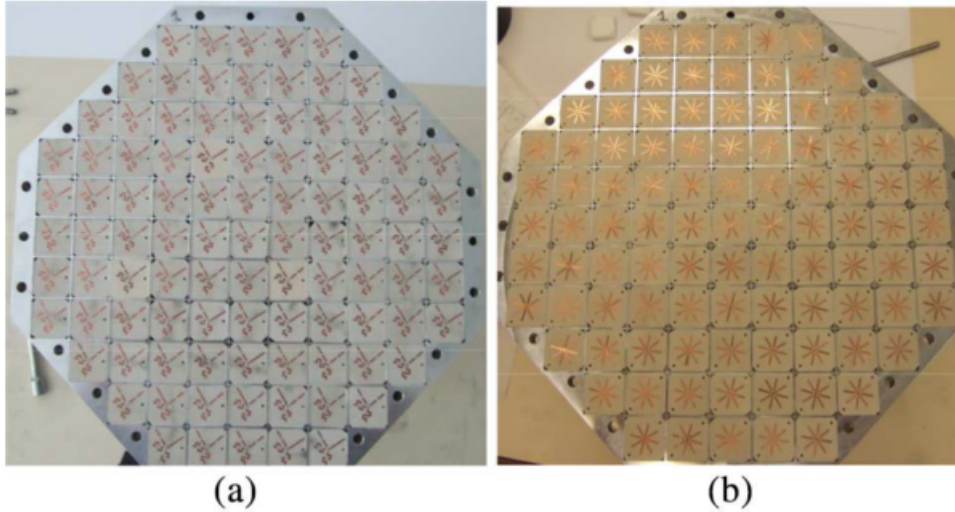
**Figura 1:20:** Arreglo reflectivo fabricado: (a) primera capa y (b) segunda capa [16].

Tabla 2: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN [16].

Configuración	Dirección del haz(simulada)	Dirección del haz(medida)	Ancho del haz(simulado)	Ancho del haz(medido)
1 (LHCP/RHCP)	0°/0°	-0.1°/-0.3°	8.2°/8.2°	9.2°/8.7°
2 (LHCP)	12°	12.2°	8.8°	9.8°
3 (LHCP)	21°	21.4°	9.2°	10.2°
4 (RHCP)	5°	5.2°	8.4°	10.8°
5 (RHCP)	22°	22.4°	9.4°	11.7°

En general, en las cinco configuraciones analizadas se encontró que el haz de la onda de polarización circular izquierda presentaba un determinado rango de escaneo en el cual la interacción con el haz de la polarización ortogonal es mínimo. Los resultados para todas las configuraciones analizadas se presentan en la tabla 2. Se puede observar que hay una alta concordancia entre los resultados de las simulaciones y las mediciones experimentales, especialmente en el caso de la dirección del haz, donde se presenta una diferencia entre los resultados menor a 0.4° . En todas las configuraciones la razón axial (figura 1:22) es menor a 3 [dB].

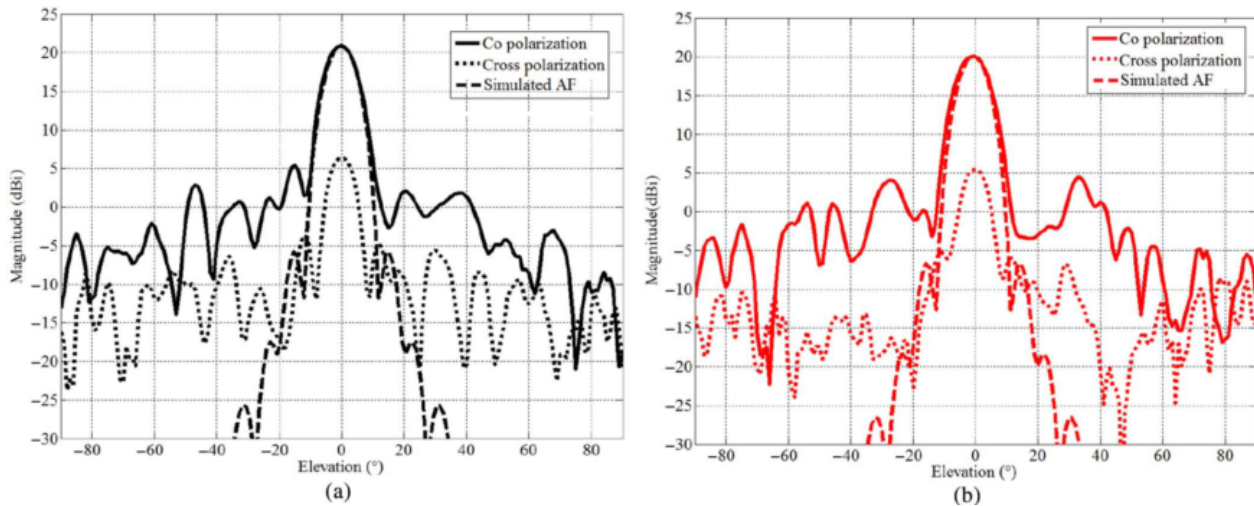


Figura 1:21: Patrón de radiación medido para la configuración 1 (plano $\phi = 0^\circ$): (a) polarización circular izquierda y (b) polarización circular derecha [16].

Superficie selectiva de polarización circular basada en anillos resonantes acoplados.

En el artículo “*Coupled Split-Ring Resonator Circular Polarization Selective Surface*” [18] se presenta el desarrollo de una nueva clase de superficie selectiva de polarización circular, constituida por una arreglo de anillos metálicos. La principal ventaja de esta estructura es su compatibilidad con la tecnología de fabricación de circuitos impresos. A pesar de que

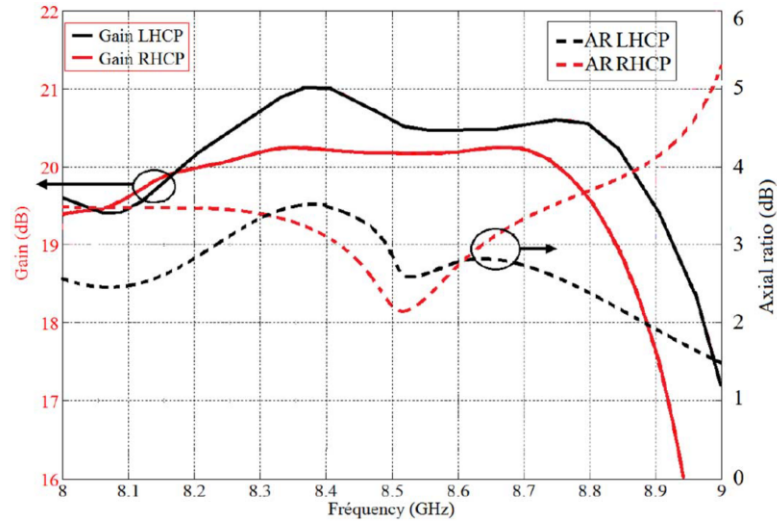


Figura 1:22: Ganancia y razón axial en broadside para la configuración 1 [16].

como tal no se implementó un arreglo reflectivo para polarización dual circular, la estructura propuesta en el artículo puede ser utilizada para el desarrollo de un reflectarray, debido a que, idealmente, las superficies selectivas de polarización circular reflejan completamente un sentido de polarización circular, mientras que el otro sentido se transmite completamente; de esta manera únicamente habría que agregar una capa adicional que permita controlar la fase de la onda transmitida.

En el proceso de diseño se buscó que el dispositivo estuviera compuesto por el menor número de capas posible, con el objetivo de simplificar el proceso de fabricación y ensamblaje. El principio de operación del dispositivo se basa en el principio de Pierrot, aprovechando la interacción mutua entre dos arreglos resonantes. La principal diferencia respecto a la celda unitaria de Pierrot consiste en que la interacción entre las capas se asegura por medio del campo cercano.

La celda unitaria de la superficie selectiva propuesta (figura 1:23) consiste en una serie de anillos distribuidos en dos capas paralelas. Por simplicidad, se considerará que entre las capas hay espacio libre. La longitud eléctrica del borde exterior del anillo es de aproximadamente $\lambda_0/2$, donde λ_0 es la longitud eléctrica en el espacio libre a una frecuencia de 10 [GHz]. La separación entre las capas fue de $\lambda_0/4$.

El campo magnético cercano es una característica compartida entre ambas capas y provee un mecanismo para el acoplamiento entre los dos arreglos; el intercambio de energía entre la primera y segunda capa incrementa el esparcimiento de la polarización cruzada. En la frecuencia de resonancia, la densidad de corriente en los anillos de la primera capa es prácticamente la misma que en los anillos de la segunda capa.

La separación de $\lambda_0/4$ entre los dos arreglos impone las características de fase. Cuando

el efecto de la capacitancia en el corte del anillo crece, se reduce la intensidad del campo magnético en la frecuencia de resonancia.

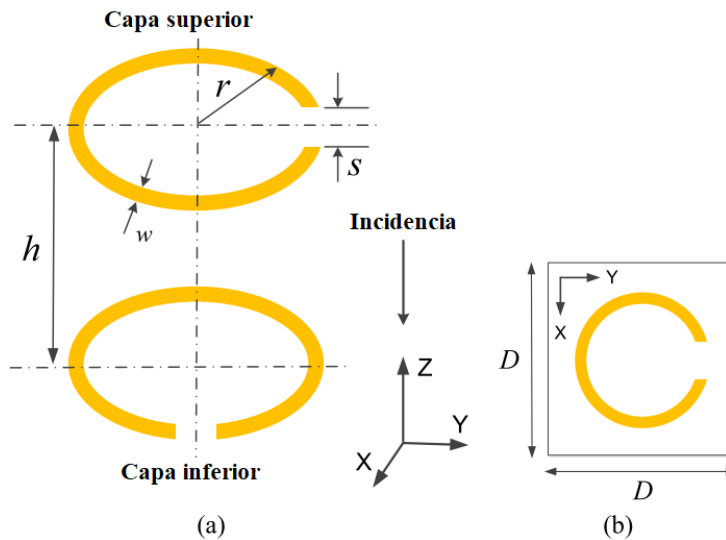


Figura 1:23: Propuesta de celda unitaria para superficie selectiva de polarización circular [18].

En el artículo se reportan dos diseños diferentes, el primero de ellos (figura 1:24 (a)) consiste en celdas unitarias de un elemento, donde los elementos de la segunda capa se encuentran rotados 90° respecto a los de la primera. Debido a que el principio de funcionamiento del dispositivo se basa en el acoplamiento del campo magnético cercano producido por cada uno de los arreglos, los autores del artículo buscaron como hacer más fuerte dicho acoplamiento, como resultado se desarrolló un segundo diseño (figura 1:24 (b)), construyendo una celda unitaria constituida por cuatro elementos con un ángulo de rotación de 180° entre ellos, debido a que con esa nueva distribución las corrientes de superficie para elementos adyacentes de una misma capa fluyen en diferentes direcciones, fortaleciendo el acoplamiento del campo magnético.

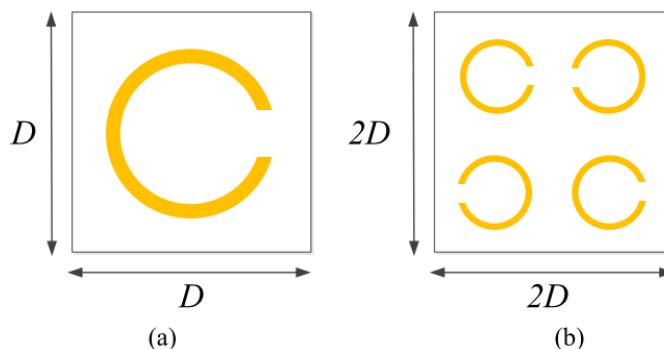


Figura 1:24: Superficie selectiva de polarización circular: (a) celda unitaria de un solo elemento, (b) celda unitaria de cuatro elementos [18].

Para validar el diseño experimentalmente, se construyó y caracterizó experimentalmente un prototipo del segundo diseño con los siguientes parámetros $r = 1.9$ [mm], $w = 1.3$ [mm], $s = 1.0$ [mm], $h = 2.26$ [mm] y $D = 9.0$ [mm]. La periodicidad del arreglo es de 18.0 [mm] ($2D$). Los dos arreglos fueron fabricados mediante procesos fotolitográficos en láminas de Taconic con $\epsilon_r = 2.5$, $\tan \delta = 0.0019$ y espesor de 0.13 [mm]. Adicionalmente, se utilizó una lámina de Rohacell 31HF ($\epsilon_r = 1.07$, $\tan \delta = 0.0011$) de 2 [mm] de espesor como espaciador.

En la figura 1:25 se presenta una comparación entre los resultados de la simulación de la estructura y las mediciones experimentales. La frecuencia de operación del dispositivo fabricado se desplazó aproximadamente un 3% respecto a 20 [GHz], esto puede ser atribuido a las tolerancias asociadas con las permitividades y las dimensiones mecánicas. Se observa que los coeficientes de transmisión medidos para la onda de polarización circular izquierda y para la onda de polarización circular derecha son -0.6 [dB] y -22 [dB], respectivamente. Se observa que hay una alta concordancia entre los resultados de las simulaciones y las mediciones experimentales.

La principal desventaja que presenta la superficie diseñada es que los elementos del arreglo son anillos metálicos, lo que dificulta la integración de dispositivos activos, como los diodos PIN y sus líneas de alimentación para que exista la posibilidad de reconfiguración de los haces de las ondas de polarización circular.

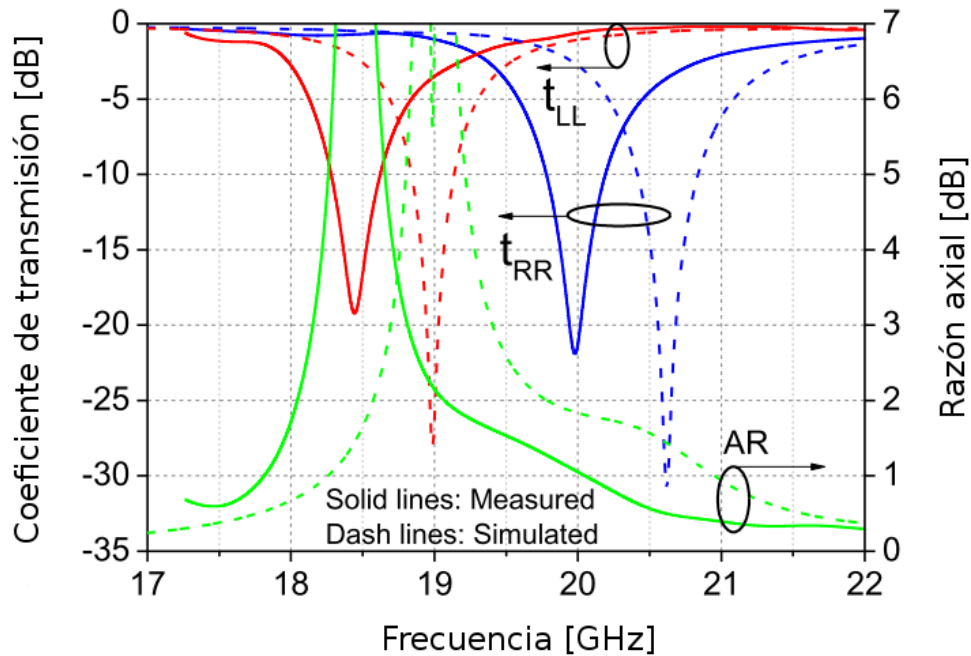


Figura 1:25: Coeficientes de transmisión y razón axial contra frecuencia: medidos (líneas sólidas) y experimentales (líneas punteadas) [18].

1.2.4. Arreglos reflectivos reconfigurables.

Las antenas reconfigurables para ondas milimétricas tienen un extenso número de potenciales aplicaciones, incluyendo imaginología de microondas, sistemas de radar, sensado remoto, sistemas militares y de comunicaciones [20]; sin embargo, en esas frecuencias se presenta un incremento en las pérdidas por disipación, tanto en los componentes como en los circuitos [21]; incrementando la complejidad del proceso de diseño y fabricación de las antenas reconfigurables.

Adicionalmente, a altas frecuencias, las pérdidas por inserción en las líneas de transmisión limitan el uso de sistemas de alimentación convencionales. Los arreglos reflectivos con bajas pérdidas y alimentación cuasi-óptica se han convertido en una alternativa atractiva a los arreglos de fase, los cuales poseen complejos sistemas de alimentación [9].

En los últimos años se han desarrollado dos posibles soluciones para el desarrollo de arreglos reflectivos reconfigurables [20]. La primera propuesta consiste en integrar desplazadores de fase en el arreglo reflectivo [22–25], este tipo de sistemas son conocidos como desplazadores de fase espaciales. La ventaja de utilizar este tipo de sistemas tiene como base sus bajas pérdidas disipativas, además de sus reducidas dimensiones en la banda de las ondas milimétricas, por lo que su costo disminuye. Por otro lado, la principal desventaja de dicho desarrollo consiste en que los elementos de arreglo deben funcionar como reflectores y desplazadores de fase al mismo tiempo, motivo que incrementa la complejidad del proceso de diseño y optimización de los parámetros del dispositivo. Además, debido al cambio de la distribución de corriente en los elementos, por lo tanto, existen situaciones en que dichos cambios limitan la aplicación del principio de periodicidad local [26].

La segunda solución desarrollada [27–29], consiste en integrar desplazadores de fase convencionales en los arreglos reflectivos, basados en líneas de transmisión de baja impedancia como la microcinta o la línea coplanar. Desafortunadamente, este tipo de líneas tienen altos niveles de pérdidas de inserción (hasta 0.5 [dB/cm]) [30]. Como resultado, la integración de desplazadores de fase convencionales provoca un incremento en las pérdidas por disipación [26].

Se ha reportado que en la banda de las ondas milimétricas la eficiencia de apertura de los arreglos reflectivos reconfigurables se ve afectada por el crecimiento de los niveles de pérdidas disipativas [31]. Por este motivo, los arreglos reflectivos con desplazadores de fase espaciales se han convertido en la alternativa a desarrollar, a pesar de la dificultad asociada a su proceso de diseño [26].

Arreglos reflectivos tipo espirafase.

A mediados de la década de los setenta Phelan [22] introdujo el concepto de arreglo reflectivo tipo espirafase, el principio de funcionamiento se basa en utilizar diodos como conmutadores, como se ilustra en la figura 1:26; en un arreglo de cuatro dipolos de media onda en espiral,

cada uno con una fase asociada. Al conmutar electrónicamente los diferentes pares de diodos, se activa un brazo diferente del arreglo, lo que equivale rotar el elemento un ángulo γ , cambiando la fase de la onda reflejada en 2γ [10]. Al utilizar cuatro brazos se tienen dos posibles fases, de tal forma que, al aumentar el número de brazos del elemento, más fases pueden obtenerse

Se debe recalcar que el funcionamiento de este tipo de elementos se basa en el principio de Fox, por lo que solamente funcionan cuando la estructura se excita con ondas electromagnéticas polarizadas circularmente, es decir, los elementos tipo espirafase utilizan la rotación angular como método para obtener un frente de onda plano en la onda reflejada.



Figura 1:26: Desplazador de fase de 2 bits basado en un arreglo reflectivo tipo espirafase [22].

Cuando se introdujó el concepto de arreglo reflectivo tipo espirafase, fue criticado debido a su pobre transformación de las impedancias de conmutación y por su reducido ancho de banda [32]. Investigaciones teóricas revelaron que usar elementos tipo espirafase basados en anillos cargados con cargas reactivas, permite obtener mayores anchos de banda que con la configuración clásica de dipolos de media onda [33], además de mejorar la capacidad de escaneo angular, sin embargo, dicha hipótesis no se había demostrado experimentalmente. En el artículo “*Spiraphase-type element with optimal transformation of switch impedances*” [34] se presentan los resultados experimentales de un arreglo que provee una óptima transformación de las impedancias de conmutación al reducir las pérdidas disipativas.

Los elementos más usados como conmutadores en los elementos tipo espirafase son los diodos p-i-n, los transistores de efecto de campo (FET, del inglés, *Field Effect Transistor*) y los interruptores MEMS. Para reducir las pérdidas disipativas en los elementos reconfigurables es necesario reducir las pérdidas en los elementos de conmutación. La teoría general que permite estimar las pérdidas por disipación en los conmutadores no ideales fue desarrollada en [35]. De acuerdo a dicha teoría, las pérdidas son función del factor de calidad de conmutación (K). Por lo tanto, para tener una óptima transformación de las impedancias de conmutación es necesario que las pérdidas en los conmutadores sean mínimas [10].

Los diodos p-i-n ofrecen altas velocidades de conmutación y bajas pérdidas de inserción, por lo que se han convertido en el elemento más utilizado como conmutador en los elementos reconfigurables. Por otro lado, en los últimos años ha surgido el interés por desarrollar interruptores MEMS con velocidades de conmutación menores que la del diodo p-i-n, debido a que esto provocaría que los interruptores puedan ser integrados al arreglo en el proceso de fabricación, sin embargo, aún no se ha logrado alcanzar dicho objetivo.

El diodo p-i-n.

El diodo p-i-n es una versión optimizada de la unión p-n para aplicaciones especiales. En sus inicios el diodo p-i-n fue utilizado para aplicaciones de bajas frecuencias o como rectificador de alta potencia. La presencia de una capa intrínseca entre los materiales tipo p y tipo n incrementa significativamente el voltaje de ruptura para aplicaciones de alto voltaje, además, provee características interesantes cuando el dispositivo opera en altas frecuencias.

La estructura de un diodo p-i-n consiste en la inserción de una capa de material intrínseco entre un material tipo p y un material tipo n . La capa intrínseca tiene una baja concentración de electrones libres y huecos, en el orden de 10^{13} [cm^{-3}]. El espesor de la capa de material intrínseco (x_i) oscila entre 10 y 200 [μm]. Las capas de material tipo p y tipo n tienen un alto nivel de dopaje. Como se muestra en la figura 1:27 el diodo p-i-n puede tener estructura planar o de colina, ambos tipos de diodo se fabrican sobre una capa de sustrato degenerado. En la estructura planar, la capa de material intrínseco se crece de forma epitaxial y posteriormente la región de material tipo p se introduce por difusión o implantación iónica. Por otro lado, la estructura de colina posee la ventaja de operar a frecuencias más altas, debido a que utilizando este tipo de estructura, la capa de material intrínseco puede tener menor espesor y mejor control del proceso de fabricación. En un inicio el sustrato utilizado para fabricar diodos p-i-n era el silicio (Si), hasta que, a inicios de la década de 1980 se presentaron los primeros desarrollos basados en arseniuro de galio (GaAs) [36].

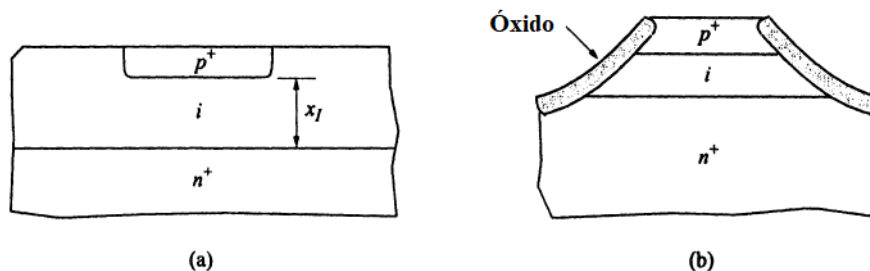


Figura 1:27: Estructura de un diodo p-i-n: (a)planar y (b)colina [36].

La inserción de la capa de material intrínseco provoca que la estructura presente características como baja capacitancia, alto voltaje de ruptura en inversa y almacenamiento de portadores en polarización directa para aplicaciones de microondas.

El diodo p-i-n se comporta como una resistencia que depende del voltaje de polarización. A medida que el voltaje en polarización inversa aumenta, la zona de carga espacial aumenta, por lo que la resistencia del diodo aumenta, mientras que su capacitancia disminuye. Cuando el voltaje en inversa es suficientemente alto, la zona de carga espacial ocupa totalmente la capa de material intrínseco. En estas circunstancias el diodo se comporta como una resistencia R_i , en serie con una capacitancia C_f muy baja, por lo que la impedancia es prácticamente la de un circuito abierto. En cambio, cuando el diodo se polariza en directa, su modelo equivalente es el de una resistencia R_f muy baja, del orden de $1 [\Omega]$, por lo que su impedancia se puede considerar como un corto circuito [37]. Debido a la gran diferencia que existe entre la impedancia del diodo en polarización directa e inversa, el diodo p-i-n se convirtió en una opción muy atractiva como conmutador en los arreglos reflectivos, debido a que uno de los factores más importantes de un buen interruptor es que la diferencia entre sus impedancias en sus dos estados sea lo más grande posible. En la figura 1:28 se presenta el circuito equivalente de un diodo p-i-n.

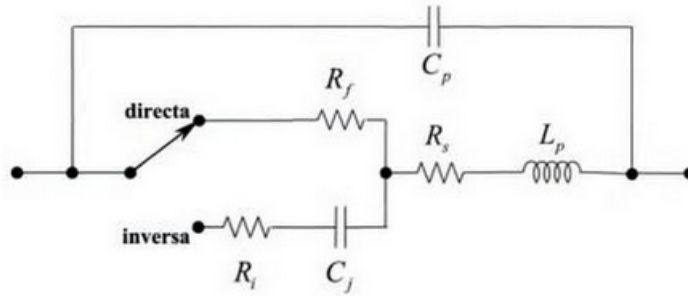


Figura 1:28: Circuito equivalente de un diodo p-i-n [37]

La capacitancia que presenta en diodo polarizado en inversa se puede aproximar mediante la ecuación 1.44.

$$C_i = \frac{\epsilon \pi d^2}{4W} \quad (1.44)$$

donde W es el espesor de la zona intrínseca, ϵ es la permitividad dieléctrica del semiconductor y d es el diámetro efectivo de la zona intrínseca.

La capacitancia C_i puede determinarse a partir de medidas de la impedancia en frecuencias del orden de $1 [\text{MHz}]$. Además, las resistencias R_i y R_f se pueden obtener a partir de la relación corriente-voltaje (I-V).

Dos figuras de mérito que se utilizan para caracterizar los diodos p-i-n son la frecuencia de corte f_c (ecuación 1.45) y la frecuencia de conmutación f_s (ecuación 1.46).

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_i R_i} \quad (1.45)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_i \sqrt{R_i R_f}} \quad (1.46)$$

Los diodos p-i-n son usados en otras aplicaciones como: atenuadores y moduladores, desplazadores de fase, rectificadores y fotodetectores.

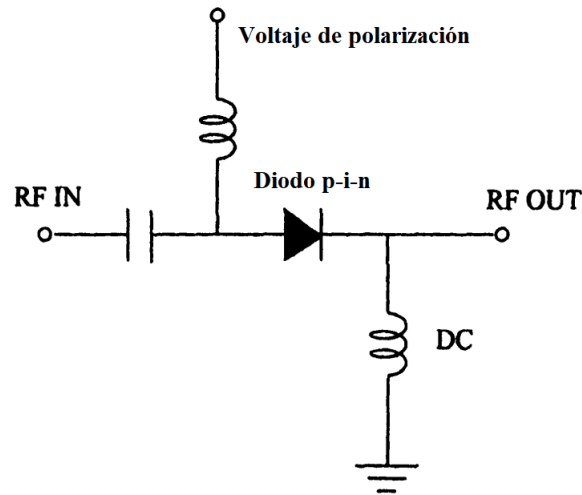


Figura 1:29: Circuito equivalente del diodo p-i-n como conmutador de RF y microondas [37].

1.3. Conclusiones del capítulo.

- I. En los sistemas de comunicaciones modernos, se ha extendido el uso de ondas con polarización circular, debido a que poseen mejores características de propagación que las ondas con polarización lineal bajo las mismas condiciones de línea de vista, además al ser usadas en la transmisión y recepción se minimiza el efecto del desvanecimiento por multitrayectoria. Por otro lado, cuando se emplean en comunicaciones satelitales, se ha demostrado que este tipo de polarización es menos susceptible al efecto de la rotación de Faraday. Otra característica a destacar de este tipo de polarización es que permite aprovechar de forma óptima el espectro radioeléctrico mediante el reuso de frecuencias.
- II. Los arreglos reflectivos surgieron como solución a la creciente necesidad de desarrollar antenas de bajo costo, con la capacidad de reconfigurar su haz principal, con alta ganancia y directividad. Entre sus ventajas, se puede destacar que un arreglo reflectivo compuesto por cientos o miles de elementos puede ser fabricado fácilmente y a bajo costo, mediante procesos fotolitográficos. Además, poseen la capacidad de reconfigurar de forma rápida y adaptable su haz y su mecanismo de alimentación elimina la complejidad y pérdidas asociadas a las redes de alimentación utilizadas en los arreglos de fase.
- III. El proceso de diseño de los arreglos reflectivos impresos es más simple debido a que están basados en estructuras periódicas y basta con diseñar la celda unitaria, la cual

se repetirá en la estructura. La celda unitaria está compuesta por un elemento con una determinada geometría, que define la función de la estructura, y, al realizar ciertas modificaciones, como rotar algunos elementos o variar la distancia entre ellos, se puede optimizar su funcionamiento.

- IV. Una de las principales desventajas de los arreglos reflectivos era la limitación a trabajar con un solo tipo de polarización. En los últimos años ha habido un gran progreso, especialmente para el caso de arreglos reflectivos para polarización dual lineal, sin embargo, para el caso de polarización dual circular el desarrollo ha sido escaso. Se presentó un análisis de las propuestas de arreglos reflectivos para polarización dual circular, las cuales han demostrado que se puede controlar de forma independientes la fase de reflexión de las ondas de polarización circular derecha e izquierda. La principal limitación de las propuestas analizadas consiste en que las estructuras no permiten la integración de dispositivos activos para la conmutación electrónica de los estados, por lo que su campo de aplicación se ve limitado.
- V. Existen dos posibles soluciones para desarrollar arreglos reflectivos reconfigurables: la creación de elementos que sean reflectores y desplazadores de fase al mismo tiempo y la integración de desplazadores de fase comerciales en los elementos del arreglo. A pesar de que el proceso de diseño de los elementos reflectores-desplazadores es más complejo, son la solución más utilizada debido a sus bajas pérdidas de inserción asociadas lo que evita que la eficiencia de apertura de los arreglos reflectivos disminuya.
- VI. Los arreglos reflectivos tipo espirafase ofrecen una solución para la implementación de arreglos reconfigurables. Su principio de funcionamiento se basa en simular el giro mecánico de la estructura de forma electrónica, mediante el uso de elementos como los diodos p-i-n, los transistores de efecto de campo o los interruptores MEMS.
- VII. Los diodos p-i-n son el elemento conmutador más utilizado en los arreglos reflectivos reconfigurables, debido a que su impedancia depende del voltaje de polarización. La diferencia entre sus impedancias provoca que el diodo p-i-n tenga un alto factor de conmutación, parámetro que mide que tan diferentes son las impedancias del dispositivo cuando está encendido o apagado.

Los arreglos reflectivos planares tienen como principal atractivo su facilidad de fabricación y la facilidad para integrar dispositivos activos como conmutadores; de tal forma que existe la capacidad de reconfigurar la fase de reflexión de las ondas que inciden sobre la estructura. Por otro lado, el desarrollo de dispositivos que operen utilizando dos ondas de polarización circular de forma simultánea permitirá usar de forma más eficiente el espectro radioeléctrico mediante el reuso de frecuencias; por lo tanto, se propone desarrollar un arreglo reflectivo para polarización dual circular, buscando diseñar estructuras reconfigurables para operar en la banda Ka.

Referencias del capítulo.

- [1] Antennas Committee, “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas,” *IEEE Standards Association*, 2013.
- [2] C. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, 4ta ed. John Wiley & Sons, 2012.
- [3] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ta ed. John Wiley & Sons, 2012.
- [4] D. Lerner, “A wave polarization converter for circular polarization,” *1963 Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 65–69, 1963.
- [5] A. Kajiwara, “Line-of-sight indoor radio communication using circular polarized waves,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 3, pp. 487–493, 1995.
- [6] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, y A. E. Martynyuk, “A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 153–156, 2014.
- [7] Yong-Jin Hu, Wei-Ping Ding, y Wen-Quan Cao, “Broadband Circularly Polarized Microstrip Antenna Array Using Sequentially Rotated Technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1358–1361, 2011.
- [8] S. V. Hum y J. Perruisseau-Carrier, “Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, 2014.
- [9] J. Huang y J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, 1ra ed. John Wiley & Sons, 2007.
- [10] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, “Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342–4351, 2015.
- [11] Q. Wang, Z. H. Shao, Z. X. Fang, S. Feng, Y. J. Cheng, y P. K. Li, “Low cost single layer dualband dual linear polarization reflectarray antenna,” *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, vol. 3, pp. 2–4, 2015.
- [12] T. Debogovic y J. Perruisseau-Carrier, “Low Loss MEMS-Reconfigurable 1-Bit Reflectarray Cell With Dual-Linear Polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5055–5060, 2014.

-
- [13] J. Perruisseau-Carrier y P. Pardo, "Unit cells for dual-polarized and polarization-flexible reflectarrays with scanning capabilities," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1218–1221, 2009.
- [14] T. Salimi y H. R. Hassani, "Investigation on Using CPSS Elements in Dual Circular Polarization Reflectarray Antennas," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 55, no. November 2014, pp. 159–166, 2015.
- [15] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, y P. Potier, "Design and Characterization of a CPSS-Based Unit-Cell for Circularly Polarized Reflectarray Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 2313–2318, 2013.
- [16] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, A. Bellion, y P. Potier, "Dual circularly polarized reflectarray with independent control of polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1877–1881, 2015.
- [17] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, y P. Potier, "Unit cell for reflectarrays operating with independent dual circular polarizations," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1176–1179, 2014.
- [18] W. Tang, G. Goussetis, N. J. Fonseca, H. Legay, E. Sáenz, y P. De Maagt, "Coupled splitting resonator circular polarization selective surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 9, pp. 4664–4675, 2017.
- [19] G. Morin, "A simple circular polarization selective surface." *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 1, 1990.
- [20] R. Sorrentino, R. V. Gatti, y L. Marcaccioli, "Recent advances on millimetre wave reconfigurable reflectarrays," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2527–2531, 2009.
- [21] K. J. Herrick, T. A. Schwarz, y L. P. Katehi, "Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 6, pp. 762–768, 1998.
- [22] H. Phelan, "Spiralphase reflectarray for multitarget radar," *Microwave Journal*, vol. 20, pp. 67–73, 1977.
- [23] D. F. Sievenpiper, J. H. Schaffner, H. Jae Song, R. Y. Loo, y G. Tangonan, "Two-Dimensional Beam Steering Using an Electrically Tunable Impedance Surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10 I, pp. 2713–2722, 2003.
- [24] S. V. Hum, M. Okoniewski, y R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2200–2210, 2007.

- [25] W. Hu, R. Cahill, J. A. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco, y N. Grant, "Design and measurement of reconfigurable millimeter wave reflectarray cells with nematic liquid crystal," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 10, pp. 3112–3117, 2008.
- [26] J. Rodríguez-Zamudio, J. I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, "Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1821–1830, 2012.
- [27] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, y T. Akin, "Beam switching reflectarray using rf mems technology," *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, pp. 1–6, 2007.
- [28] S. Montori, L. Marcaccioli, R. V. Gatti, y R. Sorrentino, "Constant-phase dual polarization mems-based elementary cell for electronic steerable reflectarrays," *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 033–036, 2009.
- [29] E. Carrasco, M. Barba, y J. A. Encinar, "Electronically switchable-beam reflectarray antenna," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, 2010.
- [30] B. Lakshminarayanan y T. M. Weller, "Optimization and implementation of impedance-matched true-time-delay phase shifters on quartz substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 335–342, 2007.
- [31] C. C. Cheng y A. Abbaspour-Tamijani, "Evaluation of a novel topology for mems programmable reflectarray antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3333–3344, 2009.
- [32] J. Wang y J. Caldwell, "Characteristics of the spiraphase antenna," *1982 Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 20, pp. 531–534, 1982.
- [33] A. E. Martynyuk y J. I. M. López, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1379–1382 vol.2, 2001.
- [34] A. E. Martynyuk, A. G. Martínez-López, y J. Rodríguez-Cuevas, "Spiraphase-type element with optimal transformation of switch impedances," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 10, pp. 673–675, 2010.
- [35] I. B. Vendik, O. G. Vendik, y E. L. Kollberg, "Commutation quality factor of two-state switchable devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 5, pp. 802–808, 2000.
- [36] K. Ng, *Complete Guide to Semiconductor Devices*, 1ra ed. John Wiley & Sons, 2002.

- [37] J. Pantoja, *Ingeniería de microondas: técnicas experimentales*, 1ra ed. Pearson Education, 2002.

2 Diseño preliminar del arreglo reflectivo.

Una vez que se ha analizado el estado del arte de los arreglos reflectivos para polarización dual circular, se puede concluir que es necesario que el dispositivo a desarrollar debe ser multicapa y que, con el fin de facilitar el proceso de fabricación, los elementos que formen el arreglo serán bidimensionales. Se busca que el arreglo tenga el menor número de capas posible, para que sus dimensiones disminuyan. A partir de estas características, se plantearon dos posibles alternativas de solución:

- I. Arreglo de antenas de polarización circular.
- II. Superficie selectiva de polarización circular planar.

En este capítulo se abordará la primer propuesta de solución. La configuración planteada requiere de una serie de antenas que sean capaces de recibir un tipo de polarización circular, ya sea la circular izquierda o la circular derecha, y reflejen la polarización ortogonal a la recibida cambiando su fase. La dirección de la onda reflejada será controlada mediante el cambio de posición de la primer antena del arreglo. La onda recibida será transmitida a otra antena, que se encargue de reradiar dicha polarización a una superficie reflectiva para modificar su fase. Además se buscará demostrar que se puede controlar la fase de las dos ondas de polarización circular de forma independiente.

2.1. Arreglo de antenas de polarización circular.

2.1.1. La antena helicoidal.

La antena elegida para implementar la primera propuesta es de tipo helicoidal. Este tipo de antena es ampliamente utilizada para emitir y recibir campos electromagnéticos con polarización de tipo circular.

Una antena helicoidal está compuesta por uno (monofilar) o varios conductores (multifilar) dispuestos en forma de hélice [1–4], y puede o no tener un plano de tierra. Los conductores pueden ser enrollados partiendo de un mismo o diferentes puntos, además de estar o no desfasados en su alimentación eléctrica. Este tipo de antenas pueden presentar una estructura cilíndrica, elíptica o cónica (figura 2:1) [5].

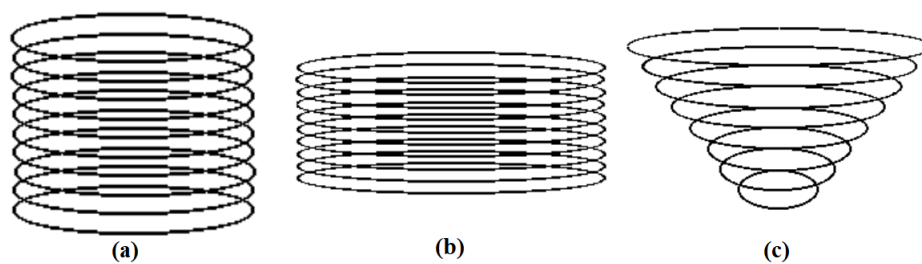


Figura 2:1: Tipos de antena helicoidal: (a) cilíndrica, (b) elíptica y (c) cónica [5].

En la práctica, el plano de tierra de las antenas helicoidales se utiliza con el propósito de incrementar la directividad, disminuir los lóbulos hacia atrás y obtener una impedancia de entrada puramente resistiva. El plano de tierra puede ser de forma cuadrada, circular, de plato o bien considerarlo infinito, además, puede ser construido con alambres o una superficie plana; si se diseña como una rejilla de alambre, la separación entre ellos debe ser menor a un décimo de la longitud de onda [6, 7].

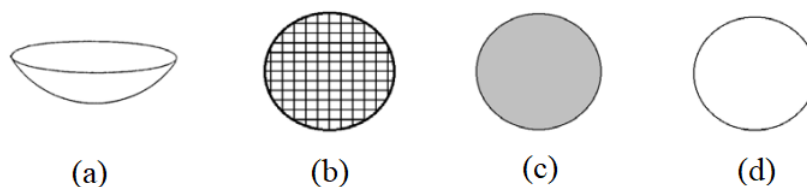


Figura 2:2: Tipos de plano de tierra: (a) plato parabólico, (b) malla circular, (c) superficie plana y (d) un conductor.

2.1.2. Geometría de la antena helicoidal.

Las hélices pueden entenderse como la versión tridimensional de las espirales, y se originan por el movimiento simultáneo de rotación y traslación de un punto en torno a un eje. Se denomina espira al tramo de hélice comprendido en una vuelta completa de la curva. La altura de una espira es lo que se conoce como paso de la hélice [8].

Existen diversos tipos de hélices dependiendo del movimiento con que se generan. La hélice cilíndrica es la curva engendrada por un punto que se desplaza con movimiento uniforme a lo largo de una recta al tiempo que esta gira, también de manera uniforme, en torno a un eje paralelo a ella. Si situamos el eje en posición vertical, la proyección de la hélice sobre el plano vertical de proyección en sistema diédrico es una senoide [8].

La hélice cilíndrica es una curva geodésica, es decir, el camino más corto entre dos puntos de una superficie cilíndrica, de manera que al desarrollar dicha superficie se transforma en una línea recta. Esta línea recta se corresponde con la tangente a la hélice en un punto dado, y su pendiente es la de la hélice [8].

Los parámetros de diseño de una antena helicoidal (figura 2:3) son [9]:

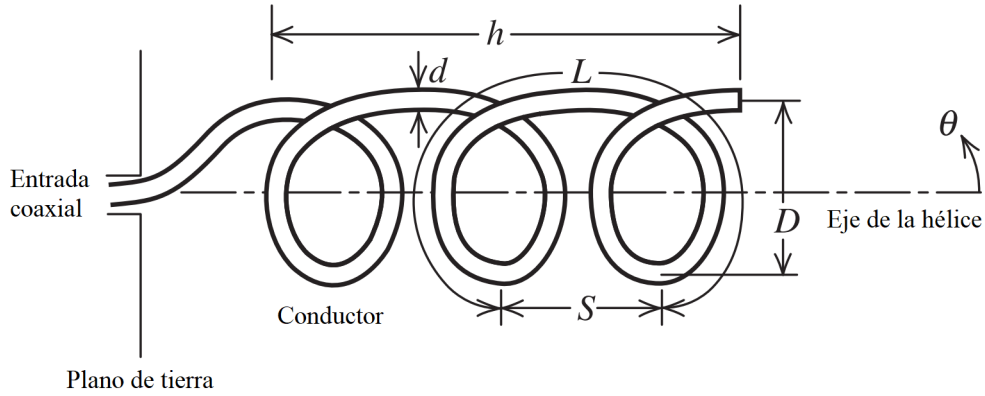


Figura 2:3: Geometría y dimensiones de una antena helicoidal [10].

D es el diámetro de la hélice,

C es la circunferencia de la hélice, $C = \pi D$,

S es la distancia entre las espiras,

L es la longitud de una vuelta, $L = \sqrt{C^2 + S^2}$

N es el número de vueltas de la hélice,

h es la longitud axial de la hélice, $h = NS$, y,

d es el diámetro del conductor.

El ángulo de elevación es un parámetro que relaciona la circunferencia de la hélice (C) con la distancia entre las espiras (S), de acuerdo a la ecuación 2.1 [6, 10].

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{S}{C} \right) \quad (2.1)$$

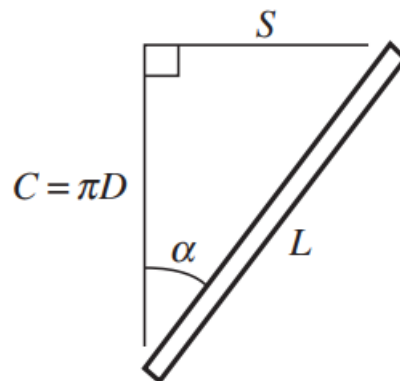


Figura 2:4: Geometría de una espira de la antena helicoidal desenrollada [10].

Se puede observar que, cuando $S = 0$ ($\alpha = 0^\circ$), la antena helicoidal se reduce a una antena de espira, y, cuando $D = 0$ ($\alpha = 90^\circ$), se reduce a una antena lineal [10].

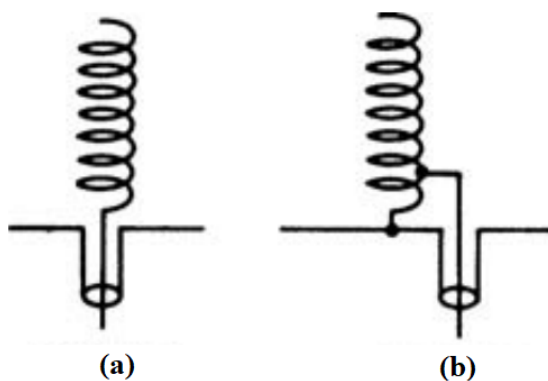


Figura 2:5: Configuraciones de la red de alimentación de la antena helicoidal: (a) serie y (b) paralelo [6].

Existen diferentes configuraciones para la alimentación de una antena helicoidal. En la configuración de alimentación en serie (figura 2:5(a)) la hélice se conecta directamente a la entrada coaxial, por lo que es necesario añadir un transformador de impedancias o una red de acoplamiento. En la configuración en paralelo (figura 2:5(b)), una porción de la hélice se utiliza como red de acoplamiento [6].

2.1.3. Modos de radiación de la antena helicoidal.

El término modo de radiación es empleado para describir la forma general del patrón de radiación de una antena helicoidal finita. Las antenas helicoidales pueden operar en diversos modos de radiación (figura 2:6), pero los dos principales son el modo normal y el modo axial. Experimentalmente se ha encontrado que en el modo axial se obtienen ondas de polarización circular y anchos de banda grandes, cercanos al 20%. En cambio, en el modo normal, se tiene polarización lineal y anchos de banda angostos. Suele usarse antenas helicoidales en modo axial, para aplicaciones donde se requieren altas directividades y altas eficiencias [9].

Modo normal [6, 10]

En el modo normal de operación, el campo radiado por la antena helicoidal es máximo en la dirección normal al eje de la antena, y, para ciertas geometrías [12], puede emitir ondas de polarización circular. Para este modo de radiación, las dimensiones de la hélice deben ser menores a la longitud de onda, esto quiere decir que $D \ll \lambda$ y $L \ll \lambda$. Cuando una antena helicoidal opera en el modo normal de radiación su eficiencia es baja.

Debido a que la antena es eléctricamente pequeña, se puede asumir que la corriente es constante en magnitud y fase en toda la longitud. El patrón de radiación de la antena es

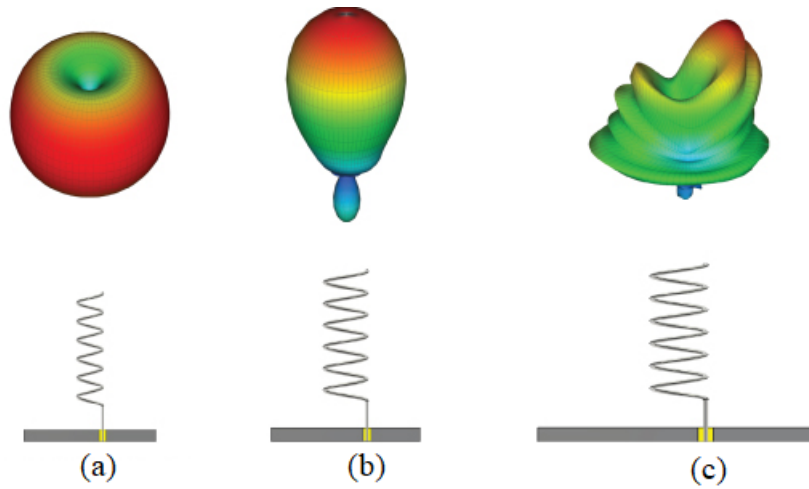


Figura 2:6: Patrón de radiación para diferentes modos de operación de la antena helicoidal: (a) modo normal, (b) modo axial y (c) modo de alto orden [11].

independiente al número de vueltas y puede ser obtenido analizando una sola espira. Una vuelta de la antena helicoidal puede ser representada como la combinación de una espira y un dipolo corto, como se muestra en la figura 2:7. El patrón de radiación en campo lejano del dipolo es:

$$\vec{E}_D = j\omega\mu IS \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta \hat{\theta} \quad (2.2)$$

donde S es la distancia entre las vueltas de la antena helicoidal y la longitud del dipolo corto.

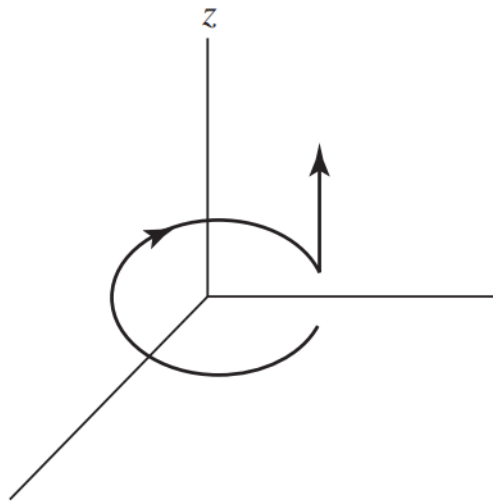


Figura 2:7: Representación de una vuelta de la antena helicoidal como la combinación de una espira y un dipolo corto [10].

Para la espira, el campo eléctrico lejano es:

$$\vec{E}_L = \eta\beta^2 \frac{\pi}{4} D^2 I \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta \hat{\phi} \quad (2.3)$$

donde $\pi D^2/4$ es el área de la espira. El campo eléctrico radiado total es la suma del campo eléctrico radiado por la espira y por el dipolo, representados en las ecuaciones 2.2 y 2.3. Ambas componentes tienen un patrón senoidal y están defasadas 90° entre sí.

La razón axial (AR) es el cociente entre el eje mayor (incluyendo su signo) y el eje menor de la elipse de polarización. En el caso de una antena helicoidal relaciona la magnitud del campo radiado por el dipolo corto y la magnitud del campo radiado por la espira. Esta relación se define de la siguiente forma:

$$RA = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} = \frac{4\omega\mu S}{\sqrt{\mu\epsilon\omega}\sqrt{\mu\epsilon}(2\pi/\lambda)\pi D^2} = \frac{2S\lambda}{\pi^2 D^2} = \frac{2\frac{S}{\lambda}}{\left(\frac{C}{\lambda}\right)^2} \quad (2.4)$$

Debido a que las componentes lineales están defasadas 90° , se pueden obtener ondas de polarización circular cuando la razón axial es unitaria. Esto ocurre cuando:

$$C = \pi \cdot D = \sqrt{2S\lambda} \quad (2.5)$$

La polarización circular se obtiene en todas las direcciones, excepto donde el patrón de radiación es nulo (a lo largo del eje de la hélice). De la figura **2:4**, se puede obtener que:

$$L \sin \alpha = S \quad (2.6)$$

y

$$C^2 + S^2 = L^2 \quad (2.7)$$

Sustituyendo la ecuación 2.5 en 2.7:

$$S_{CP}^2 + 2 \cdot S_{CP}\lambda - L^2 = 0 \quad (2.8)$$

se obtiene una ecuación cuadrática; resolviendo la ecuación 2.8 para S :

$$S_{CP} = \frac{-2 \cdot \lambda \pm \sqrt{4\lambda^2 + 4L^2}}{2} = \lambda \left[-1 \pm \sqrt{1 + \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2} \right] \quad (2.9)$$

Se elige la solución con el signo $+$, debido a que la longitud física S debe ser positiva. Sustituyendo en la ecuación 2.6, el ángulo de elevación de la antena helicoidal para radiar polarización circular queda definido como:

$$\alpha_{CP} = \sin^{-1} \left[\frac{-1 + \sqrt{1 + (L/\lambda)^2}}{L/\lambda} \right] \quad (2.10)$$

En el modo normal de radiación, el diámetro de la antena helicoidal es pequeño en comparación con la longitud de onda, $D \ll \lambda$, por lo que las corrientes de los puntos diametralmente opuestos de la vuelta tienen en el espacio sentido opuesto. Esto da lugar a que en la antena se establezca un régimen de onda estacionaria, de tal forma que la radiación a lo largo del eje de la antena será igual a cero, y el máximo de radiación de cada vuelta y de toda la antena se obtiene en el plano transversal a la hélice.

Usualmente, una antena helicoidal operando en el modo normal se encuentra orientada verticalmente, con una razón axial mayor que la unidad, por lo que radia principalmente ondas electromagnéticas de polarización vertical. Este tipo de antenas son ampliamente utilizadas en transceptores pequeños como radios personales. Para este tipo de aplicaciones, la longitud del conductor (L_w) es de aproximadamente un cuarto de onda. La ventaja principal de la antena helicoidal operando en modo normal sobre una antena de monopolo convencional (de la misma longitud), es que la hélice actúa como inductor, por lo que cancela la capacitancia inherente de las antenas cortas [9, 10, 13–15].

Cuando una antena helicoidal operando en modo normal se usa junto con un plano de tierra, la polarización de las ondas electromagnéticas radiadas por la antena es predominantemente lineal vertical y su patrón de radiación es prácticamente omnidireccional, similar al de una antena de monopolo. La resistencia de radiación de una antena helicoidal operando en modo normal sobre un plano de tierra de conductor perfecto se puede calcular como [9, 10]:

$$R_r \approx 640 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 [\Omega] \quad (2.11)$$

Por otro lado, un monopolo corto tiene una resistencia de radiación $R_r = 395(h/\lambda)^2 [\Omega]$. Debido a que las antenas eléctricamente cortas sufren de tener bajas resistencias de radiación, la antena helicoidal operando en modo normal presenta otra ventaja sobre la antena de monopolo convencional. La antena helicoidal en su modo normal de radiación es una antena de banda estrecha [16].

Modo axial [9, 10]

Cuando una antena helicoidal opera en modo axial, la intensidad de radiación de la antena es máxima a lo largo de su eje. El patrón de radiación de una antena helicoidal operando en modo axial está conformado por un lóbulo principal y algunos lóbulos secundarios. Este tipo de antena es utilizado para aplicaciones donde se requieren ganancias moderadas (entre 15 y 20 [dB]) y radiar o recibir ondas electromagnéticas de polarización circular.

Una antena helicoidal opera en modo axial cuando el diámetro (D) y el espaciamento entre las espiras (S) son fracciones grandes de la longitud de onda. Para que la antena emita ondas electromagnéticas de polarización circular se cumple que:

$$\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \quad (2.12)$$

las condiciones óptimas son que $C/\lambda = 1$ y que el espaciamento sea $S = \lambda/4$. Usualmente el ángulo de elevación óptimo se encuentra en el rango $12[^\circ] < \alpha < 14[^\circ]$. La relación de ancho de banda para la antena helicoidal operando en modo axial se puede calcular como:

$$B = \frac{f_S}{f_I} = \frac{c/\lambda_S}{c/\lambda_I} = \frac{4/3}{3/4} = \frac{16}{9} = 1.78 \quad (2.13)$$

El valor calculado es cercano a la condición de que una antena de banda amplia convencional debe tener una relación de ancho de banda de 2:1. Para hélices más largas, la frecuencia superior de operación es menor a $4\lambda/3$, por lo que su ancho de banda disminuye.

Kraus y Glasser realizaron los primeros desarrollos de antenas helicoidales operando en modo axial y establecieron una explicación de su principio de funcionamiento, así como fórmulas empíricas para describir el patrón de radiación, la ganancia, la polarización de la antena y su impedancia [17]. Trabajos posteriores refinaron dichos modelos para describir de forma más exacta el comportamiento de este tipo de antenas [16, 18, 19].

Como primera aproximación se obtendrá el patrón de radiación de la antena helicoidal en modo axial considerando que una onda de amplitud uniforme viaja a través del conductor. De acuerdo al principio de multiplicidad del patrón de radiación, el campo electromagnético en campo lejano puede ser obtenido mediante el producto del patrón de radiación de una espira y un arreglo de N elementos isotrópicos con un espaciamento S , donde N es igual al número de vueltas de la hélice y S es la distancia entre las espiras. El patrón de radiación de una sola vuelta puede ser aproximado como $\cos \theta$, donde θ es el ángulo medido a partir del eje de la hélice, por lo que el patrón de radiación de toda la antena es:

$$E(\theta) = A \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \cos \theta \quad (2.14)$$

donde:

A es un factor de normalización,

$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} S \cos \theta - \delta$,

$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{L}{v/c}$ es la fase progresiva entre dos vueltas,

L es la longitud de una vuelta,

v es la velocidad de fase a lo largo de la hélice, y,

c es la velocidad de la luz en el espacio libre

En contraste con el modo normal, donde la corriente es uniforme en magnitud y fase a lo largo de todo el conductor, la corriente en el modo axial sufre cambios de fase, lo cual es una característica fundamental de las ondas viajeras. Debido a que la circunferencia de la hélice en modo axial es cercana a una longitud de onda, las corrientes de los puntos diametralmente opuestos de la vuelta y en las vueltas contiguas no están en fase, y a causa de la interacción, la resistencia de radiación de la vuelta disminuye, se altera el régimen de onda progresiva y la radiación en dirección del eje de los elementos individuales de la vuelta

se compensa mutuamente, como resultado el máximo de radiación de la antena forma cierto ángulo con su eje.

Kraus demostró que para una antena helicoidal operando en modo axial, la velocidad de fase relativa $p = v/c$ de la onda que se propaga, cumple con la condición de Hansen-Woodyard [20] para un arreglo tipo end-fire con directividad incrementada:

$$p = \frac{(L/\lambda)}{(S/\lambda) + (2N + 1)/2N} \quad (2.15)$$

De acuerdo a la condición de Hansen-Woodyard, ψ puede ser expresado como:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} S \cos(\theta - 1) - \frac{\pi}{N} \quad (2.16)$$

y

$$A = \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \quad (2.17)$$

Las ondas electromagnéticas radiadas por la antena están polarizadas elípticamente. La razón axial para una antena helicoidal operando en modo axial de N vueltas, de acuerdo a la condición de directividad incrementada esta dada por:

$$RA = \frac{2N + 1}{2N} \quad (2.18)$$

En la ecuación 2.18 se observa que la polarización radiada por la antena pasa a ser circular cuando el número de vueltas incrementa y en consecuencia la razón axial disminuye. Datos experimentales indican que se pueden obtener razones axiales menores a 1.2 [dB] cuando $0.8 < C/\lambda < 1.2$. El sentido de la onda radiada está determinado por el sentido de enrollamiento de la hélice, como se muestra en la figura 2:8, de tal forma que un conductor enrollado en sentido antihorario producirá una antena con polarización circular derecha y un conductor enrollado en sentido horario provocará que la antena tenga polarización circular izquierda.

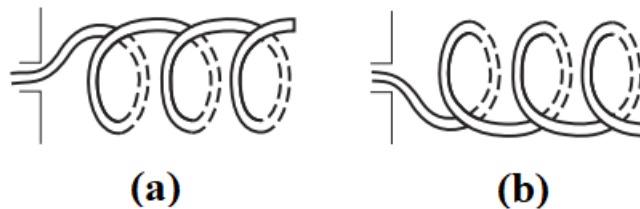


Figura 2:8: (a) Antena helicoidal enrollada en sentido horario y (b) antena helicoidal enrollada en sentido antihorario [10].

De acuerdo al teorema de reciprocidad de las antenas cualquier antena transmisora puede ser utilizada como receptora. Por lo tanto, para describir las propiedades de cualquier

antena en régimen de recepción es suficiente conocer el patrón de radiación, la ganancia y la impedancia de entrada, estos valores no varían al pasar de del régimen de transmisión al régimen de recepción. Además, la antenna en modo de recepción recibe totalmente las ondas electromagnéticas cuya polarización es coincidente con la de la antenna en régimen de transmisión [21].

Cuando la circunferencia de la hélice es menor a $2\lambda/3$, la impedancia de salida de la antenna es altamente sensible a los cambios de frecuencia. Sin embargo, debido a que el modo axial, la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda, la impedancia de entrada se puede considerar como puramente resistiva y está dada por la relación empírica:

$$R_r \approx 140 \frac{C}{\lambda} [\Omega] \quad (2.19)$$

La ecuación es únicamente una aproximación debido a que no toma en cuenta las condiciones de la red de alimentación de la antenna.

Si en la antenna helicoidal solamente se propagara solamente una onda viajera, la función del plano de tierra sería nula, sin embargo, existe la propagación de modos de alto orden, incluyendo la onda que se refleja en la unión entre la hélice y la red de alimentación. Debido a esto, la inclusión de un plano de tierra es importante. Una primera aproximación empírica indica que el plano de tierra debe tener un diámetro de al menos $3\lambda/4$. Por lo tanto, el diámetro del conductor se debe elegir de tal forma que pueda proveer una estructura con auto soporte. Se pueden alcanzar impedancias de entrada de $50 [\Omega]$ utilizando transformadores de impedancias en la red de alimentación de la antenna [6].

La ganancia de una antenna helicoidal (A_p) depende de varios factores, que incluyen el diámetro de la hélice, la cantidad de vueltas en la hélice, la distancia entre las espiras, y la frecuencia de operación [10]. La ecuación que define la ganancia de una antenna helicoidal es:

$$A_p[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[6.2 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \frac{NS}{\lambda} \right] \quad (2.20)$$

donde:

λ es la longitud de onda en el espacio libre

Una antenna helicoidal axial típica tiene desde un mínimo de 3 o 4 o hasta un máximo de 20 vueltas, y ganancia en potencia de 15 a 20 [dB]. Se puede determinar la apertura del haz (θ) a media potencia (3 [dB]) para una antenna helicoidal con la siguiente ecuación [9,22]:

$$BMP = \frac{65[^\circ]}{(\pi D/\lambda)(\sqrt{NS/\lambda})} \quad (2.21)$$

En las ecuaciones 2.20 y 2.21, se observa que para un valor determinado de diámetro y distancia entre las espiras de una antenna helicoidal, la ganancia aumenta en forma proporcional al número de vueltas, mientras que la apertura del haz disminuye. La ecuación

2.20 es una aproximación para calcular la ganancia de la antena pero no incluye las pérdidas asociadas al conductor y las pérdidas por desacoplamiento (de al menos 1 [dB]) [10].

2.2. Diseño de la celda unitaria.

Para realizar el diseño preliminar de la primera propuesta de arreglo reflectivo, se procedió a utilizar antenas helicoidales operando en modo axial, debido a que su polarización es circular, ya sea derecha o izquierda. Ya que la antena tiene la misma polarización en modo de recepción y en modo de transmisión, se concluye que la polarización ortogonal a la de la antena será reflejada. La hipótesis planteada consiste en que al unir dos antenas helicoidales, se podrá recibir un tipo de polarización circular, mientras que la polarización ortogonal será refleja; la onda que sea recibida será reradiada por la segunda antena a una superficie reflectiva que permita controlar la dirección de la reflexión. Este tipo de estructura podría ser implementada de forma planar por medio de antenas de espiral de Arquímedes (figura 2:9).

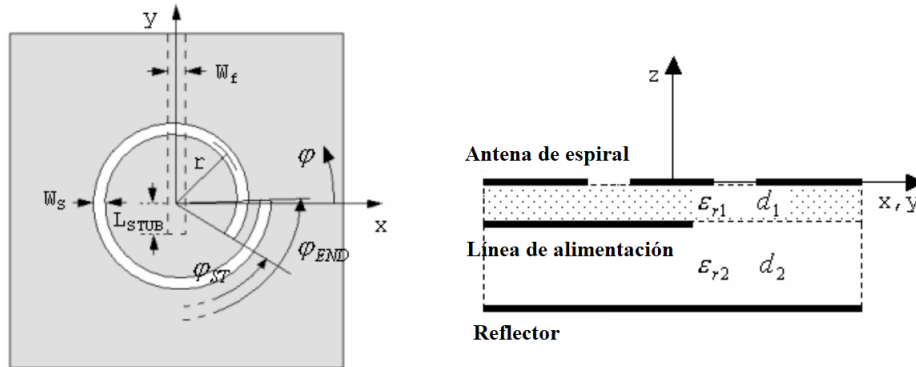


Figura 2:9: Antena tipo espiral de Arquímedes [23].

2.2.1. Parámetros de simulación.

Se consideraron las siguientes condiciones para la simulación de los arreglos de antenas helicoidales:

1. **Unidades:** se consideró que las dimensiones de longitud están medidas en milímetros ($[mm]$), la frecuencia en gigahertz $[GHz]$ y el tiempo en segundos ($[s]$).
2. **Material de fondo (*background material*):** el material en el que encuentran inmersas las antenas es el espacio libre, en el simulador este material es denominado como *Normal* y sus características electromagnéticas son $\epsilon_r = 1$ y $\mu_r = 1$.

3. **Rango de frecuencias:** Por facilidad se consideró una frecuencia central de 0.9 [GHz], debido a que este modelo se utilizará principalmente para verificar la existencia del control independiente de la dirección de reflexión de las dos ondas de polarización circular. El rango de frecuencias de simulación estuvo comprendido entre 0.6 y 1.2 [GHz].
4. **Materiales:** Se consideró que el material conductor es ideal (*PEC-Perfect Electric Conductor*), esto quiere decir que su conductividad es infinita y su resistividad eléctrica es nula ($\rho = 0$). La permitividad relativa del aislante del cable coaxial de alimentación fue de $\epsilon_r = 3$.
5. **Condiciones de frontera:** Dado que la estructura diseñada es un arreglo periódico infinito, a lo largo de los ejes x y y , se definieron condiciones de frontera de celda unitaria, y para el eje z como abierta.
6. **Puertos:** Se consideraron 2 puertos, uno en el conductor coaxial de alimentación y uno en la parte frontal de la antena, en condiciones de campo lejano, para evaluar la emisión de las ondas de polarización circular izquierda y derecha.
7. **Dimensiones geométricas:** El primer paso en el diseño del arreglo de antenas helicoidales consistió en sintonizar las dimensiones de la antena, de tal forma que presente un comportamiento análogo al de una superficie selectiva de polarización circular, es decir, que reciba un tipo de polarización mientras refleja la polarización ortogonal. Se tomó en cuenta que para que la polarización radiada por la antena sea circular, la relación entre la circunferencia y la longitud de onda debe estar en el intervalo $3/4 < C/\lambda < 4/3$. Se consideró un número inicial de 10 vueltas.

2.2.2. Celda unitaria de un elemento.

El caso óptimo para que la antena helicoidal en modo axial radie ondas de polarización circular se presenta cuando $C/\lambda = 1$. Retomando la ecuación 2.5, el diámetro de la antena debe ser:

$$D = \frac{\lambda}{\pi} \quad (2.22)$$

En la frecuencia central (0.9 [GHz]) el diámetro de la antena se obtiene sustituyendo en la ecuación 2.22:

$$D = \frac{3 \cdot 10^8 [m/s] / 0.9 \cdot 10^9 [Hz]}{\pi} = 53.1 \cdot 10^{-3} [m] = 53.1 [mm] \quad (2.23)$$

Por lo tanto el radio de la hélice es:

$$r_h = \frac{D}{2} = \frac{53.1 [mm]}{2} = 26.6 [mm] \quad (2.24)$$

La separación óptima entre las espiras de la antena es $S = \lambda/4$, el valor de este parámetro en la frecuencia de diseño es:

$$S = \frac{\lambda}{4} = \frac{3 \cdot 10^8 [m/s] / 0.9 \cdot 10^9 [Hz]}{4} = 83.3 \cdot 10^{-3} [m] = 83.3 [mm] \quad (2.25)$$

Como primera aproximación se consideró un plano de tierra cuadrado con período $l_{PT} = 3\lambda/8$. Los valores de los parámetros geométricos se presentan en la tabla 3.

Tabla 3: PARÁMETROS GEOMÉTRICOS DE LA CELDA UNITARIA.

Parámetro geométrico	Valor	Descripción
α	13 [°]	Ángulo de elevación
h	833.33 [mm]	Altura de la antena
r_h	53.1 [mm]	Radio de la hélice
S	83.3 [mm]	Distancia entre las espiras
l_{PT}	125 [mm]	Período del plano de tierra
r_c	5 [mm]	Radio del conductor

Para poder considerar que la antena helicoidal tiene un comportamiento equivalente al de una superficie selectiva de polarización circular, se buscará que la diferencia entre los coeficientes de transmisión para la polarización circular derecha e izquierda sea de al menos 20 [dB] en la frecuencia de operación.

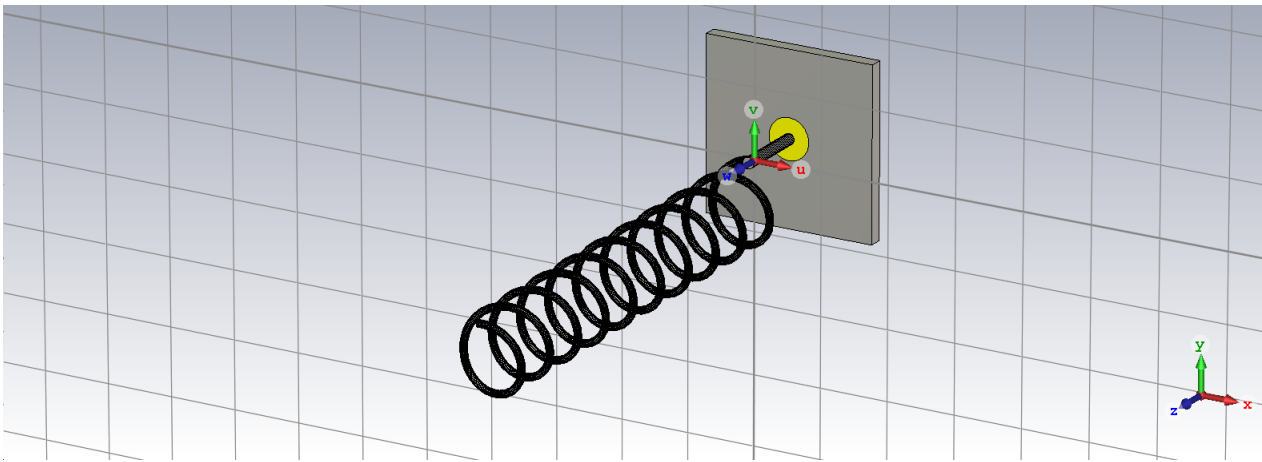


Figura 2:10: Configuración inicial de la celda unitaria del arreglo de antenas helicoidales.

La simulación de la antena se realizó en el dominio de la frecuencia. Los resultados se presentan en la figura 2:11. El parámetro que mide la emisión de ondas de polarización circular izquierda es S_{21}^{II} y para polarización circular derecha es S_{21}^{DD} . La máxima diferencia en magnitud en régimen de transmisión se presenta a 0.654 [GHz]:

$$|\Delta| = (15.7 - 0.276)[dB] = 15.42[dB] \quad (2.26)$$

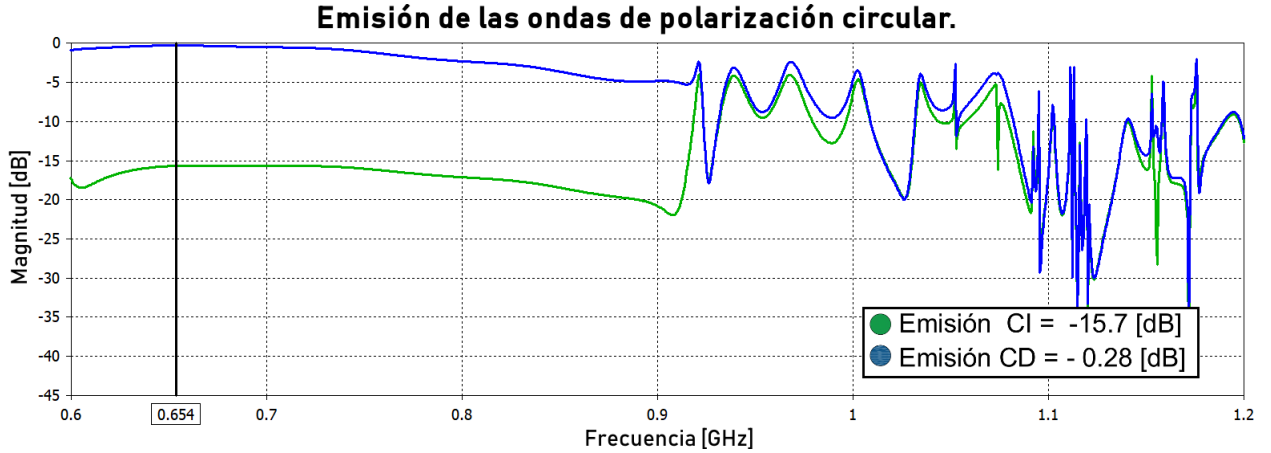


Figura 2:11: Radiación de la antena helicoidal en polarización circular.

Para que el arreglo tenga el comportamiento esperado es necesario que la diferencia en emisión entre las ondas circulares sea de al menos 20 [dB], por lo tanto, es necesario optimizar otros parámetros de la antena helicoidal para alcanzar la meta propuesta.

La metodología empleada para optimizar la respuesta en transmisión de la antena helicoidal consistió en modificar las dimensiones geométricas; como el radio de la espira, la altura de la antena y el número de vueltas de la hélice, mediante barridos paramétricos.

En un inicio se consideraron intervalos de variación de los parámetros de $\pm 20\%$ del valor original. Para facilitar el análisis de los datos obtenidos mediante el barrido paramétrico, se añadió una rutina de postprocesamiento de los datos, calculando la diferencia en magnitud de los parámetros como sigue:

$$\Delta = S_{21}^D - S_{21}^I \quad (2.27)$$

El primer intento de optimización se realizó modificando el valor del radio de las espiras, mediante un barrido paramétrico de cinco muestras, en el intervalo:

$$47.7[mm] \leq r_h \leq 58.3[mm] \quad (2.28)$$

Los resultados obtenidos se presentan en la figura **2:12**. La máxima diferencia se presenta cuando $r = 58.3$ [mm] y su valor es de 24.7 [dB] para una frecuencia $f = 1.137$ [GHz]. Pero, en el rango de frecuencias entre 0.7 y 0.9 [GHz], no se cumple con el objetivo, debido a que la diferencia es de aproximadamente 15 [dB].

Se concluye que en el rango de operación de la antena, modificar el radio tiene un efecto mínimo en la diferencia de emisión, en consecuencia, se mantuvo el valor original del radio ($r_h = 53$ [mm]).

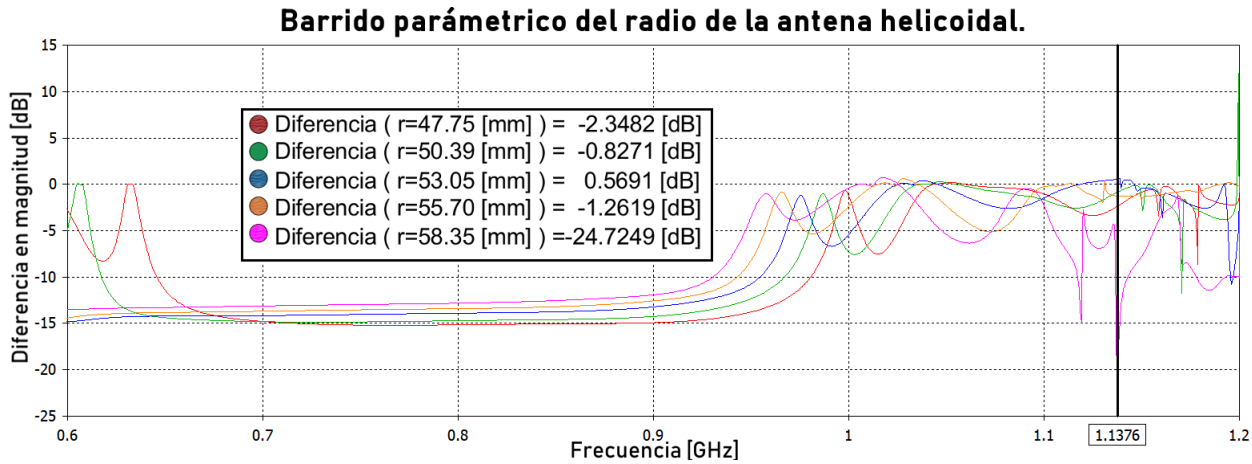


Figura 2:12: Barrido paramétrico del radio de la antena helicoidal.

El segundo parámetro en ser optimizado mediante un barrido paramétrico fue la altura de la antena. El rango de variación fue:

$$750[mm] \leq h \leq 916[mm] \quad (2.29)$$

De nueva cuenta se obtuvieron cinco muestras. Los resultados obtenidos se presentan en la figura 2:13. Cuando la altura de la antena es $h = 750[mm]$, la diferencia entre la emisión de la onda de polarización circular izquierda y la emisión de la onda de polarización circular derecha es máxima y tiene un valor $\Delta = 29.9$ [dB] en una frecuencia $f = 0.612$ [GHz].

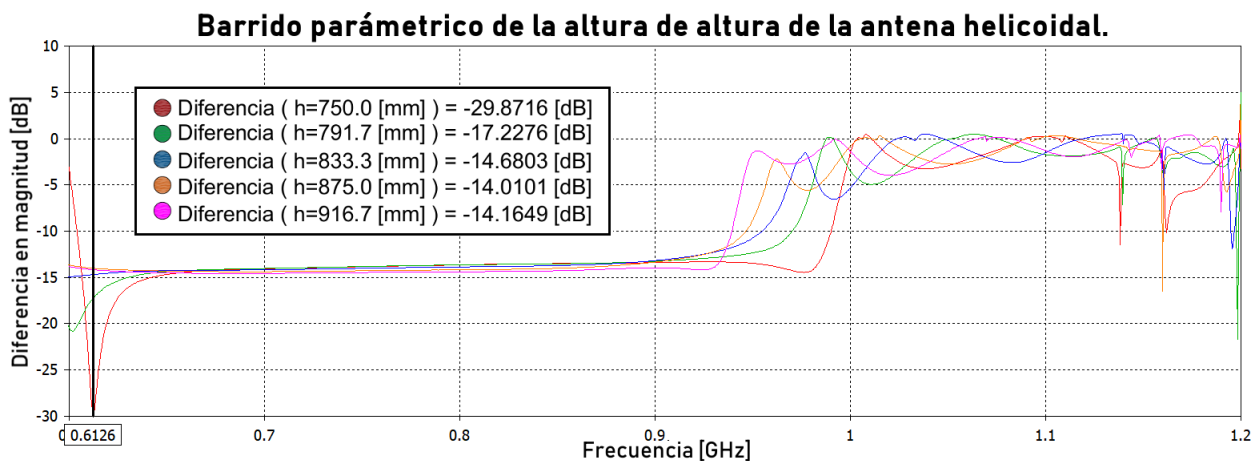


Figura 2:13: Barrido paramétrico de la altura de la antena helicoidal.

Para modificar la frecuencia en que se presenta la diferencia máxima, se realizó una optimización adicional, utilizando el valor óptimo de la altura $h = 750$ [mm]. El último parámetro en ser optimizado fue el número de vueltas de la antena helicoidal, el intervalo de variación de dicho parámetro fue:

$$4 \leq N \leq 7 \quad (2.30)$$

Los resultados de la simulación en modo de transmisión se presentan en la figura 2:14. Se encontró que cuando la antena está compuesta por 5 vueltas la diferencia que existe entre la onda radiada de polarización circular derecha y la onda radiada de polarización circular izquierda es de 30.8 [dB] a una frecuencia $f = 0.743$ [GHz].

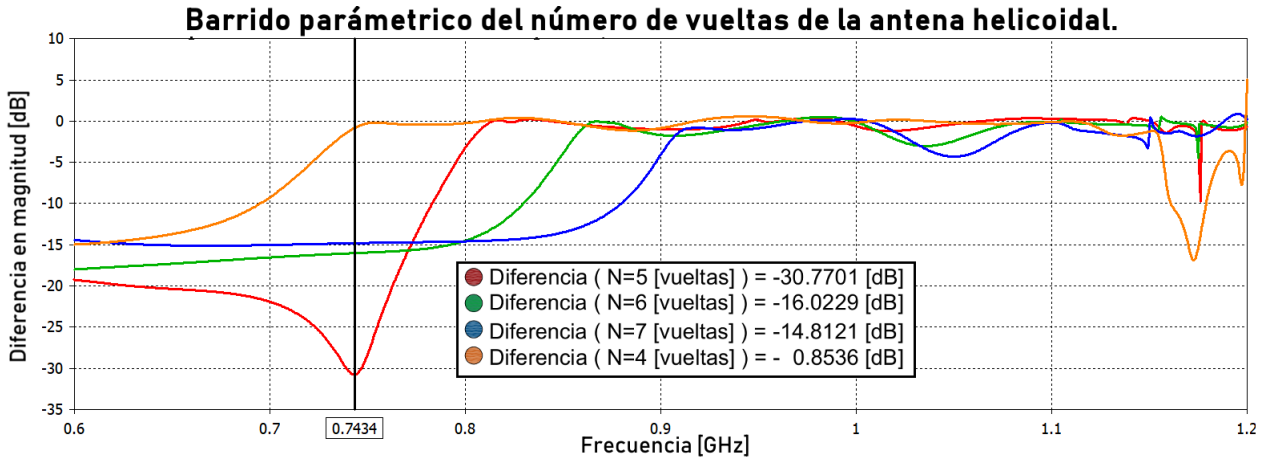


Figura 2:14: Barrido paramétrico del número de vueltas de la antena helicoidal.

Para concluir el proceso de diseño de la celda unitaria de un elemento, se procedió a sintonizar la diferencia en radiación de la antena, modificando la altura de la antena helicoidal. El rango de variación del parámetro fue:

$$710[mm] \leq h \leq 860[mm] \quad (2.31)$$

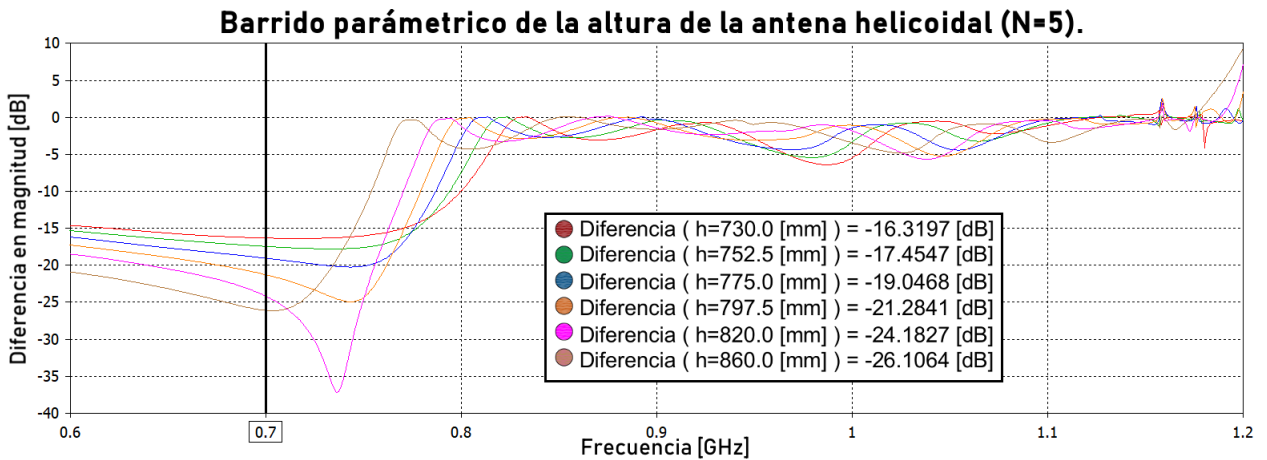


Figura 2:15: Barrido paramétrico de la altura de la antena helicoidal de cinco espiras.

Los resultados del barrido paramétrico se presentan en la figura 2:15. Se eligió como respuesta óptima el caso en el que $h = 860$ [mm] debido a que la diferencia de emisión es de

por lo menos 20 [dB] en un ancho de banda mayor. La diferencia de la radiación de las ondas de polarización circular tiene un valor de $\Delta = 26.1$ [dB] a una frecuencia $f = 0.7$ [GHz]. La configuración geométrica de la celda unitaria óptima se presenta en la figura **2:16**.

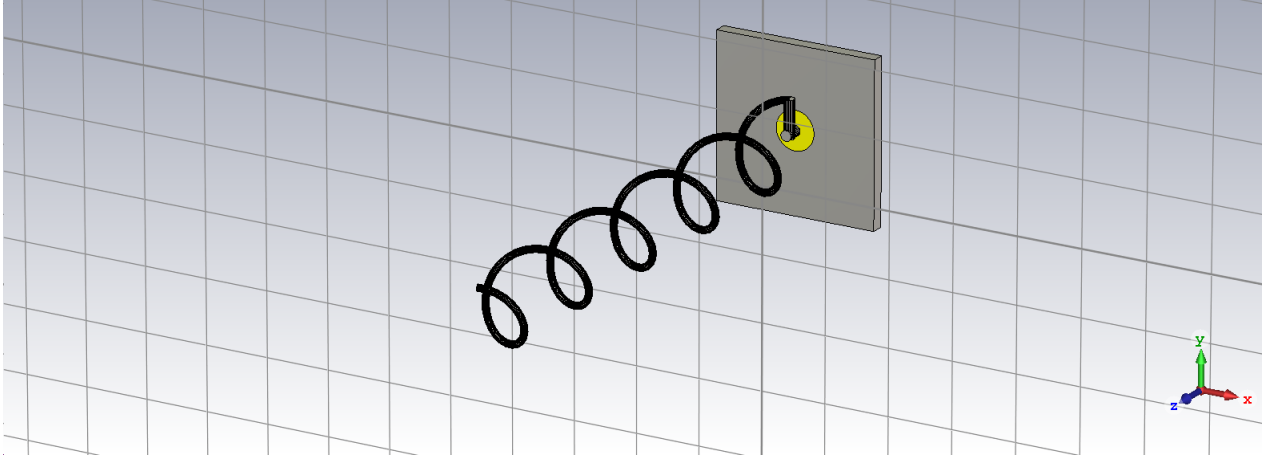


Figura 2:16: Celda unitaria óptima de un elemento.

Los valores óptimos de los parámetros geométricos de la celda unitaria son:

Tabla 4: DIMENSIONES GEOMÉTRICAS ÓPTIMAS

Parámetro geométrico	Valor
α	13 [°]
h	860 [mm]
r_h	53.1 [mm]
S	172 [mm]
l_{PT}	125 [mm]
r_c	5 [mm]
Orientación	Horaria

La antena diseñada radia ondas electromagnéticas de polarización circular derecha. Retomando el teorema de reciprocidad de las antenas, se concluye que la antena helicoidal al ser excitada por dos ondas de polarización circular, ortogonales entre sí, recibirá completamente la onda circular derecha, mientras que reflejará la onda con polarización circular izquierda. El comportamiento descrito es análogo al de una superficie selectiva de polarización circular, por lo que se procederá a diseñar la celda unitaria de dos elementos.

2.2.3. Celda unitaria de dos elementos.

Para evaluar el comportamiento de la celda unitaria de dos elementos es necesario simular la estructura en modo de recepción. De acuerdo al teorema de reciprocidad de las antenas

y a los resultados obtenidos en la sección anterior, si la antena emite ondas de polarización circular derecha, en el modo de recepción recibirá ondas con el mismo tipo de polarización.

Por lo tanto, para variar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular izquierda bastará con cambiar la posición angular de la primera antena helicoidal. En cambio, para modificar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular derecha será necesario reenviar la onda de polarización circular derecha a una superficie reflectiva.

Se conectó una segunda antena helicoidal de polarización circular derecha, con las mismas dimensiones y orientación que la antena diseñada en la sección anterior. La geometría de la celda unitaria de dos elementos se presenta en la figura 2:17.

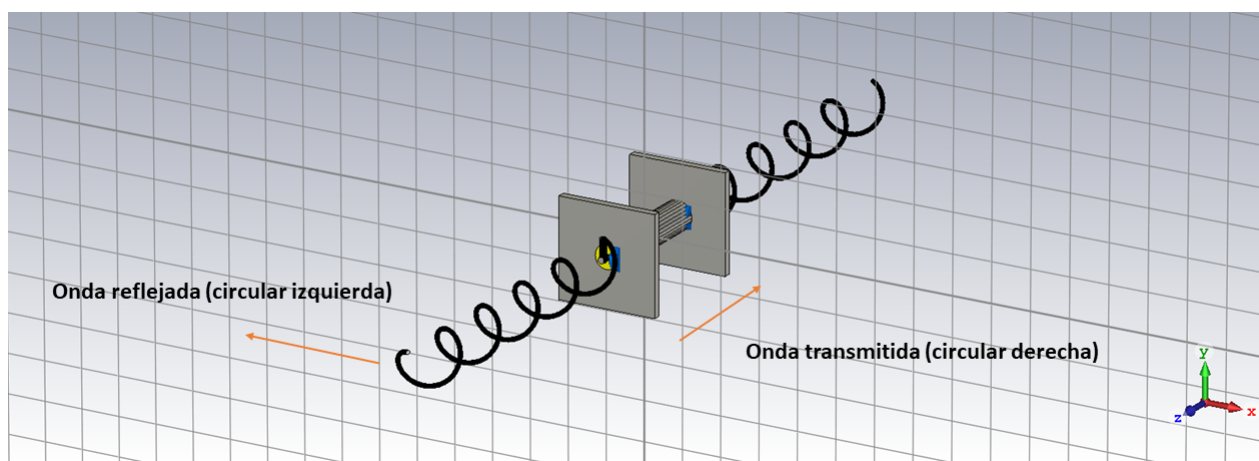


Figura 2:17: Celda unitaria de dos elementos.

La reflexión de la onda de polarización circular izquierda se modela mediante el parámetro S_{11}^{II} . La gráfica de la magnitud de dicho parámetro se presenta en la figura 2:18.

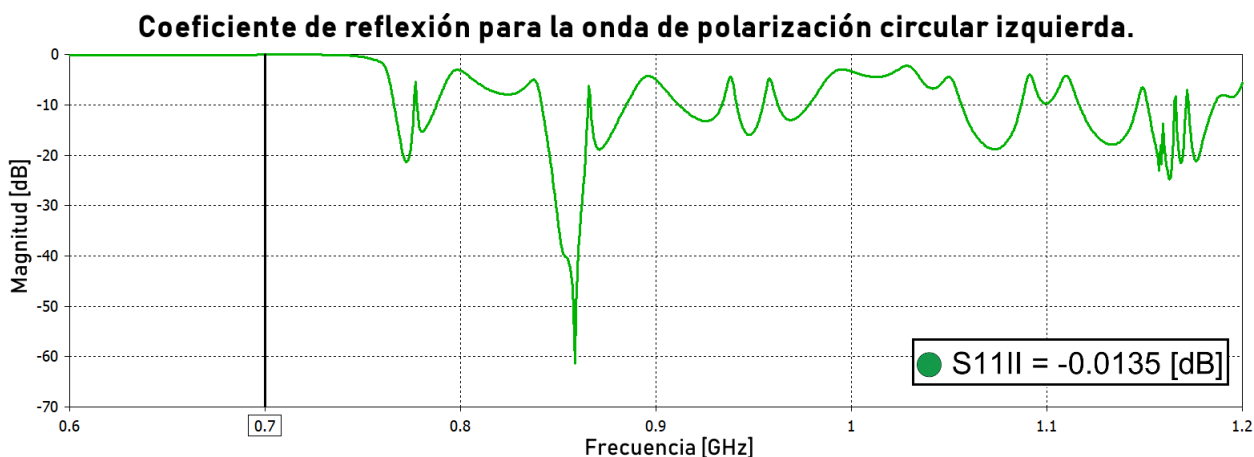


Figura 2:18: Magnitud en decibelios de la reflexión de la onda de polarización circular izquierda.

La transmisión de la onda con polarización circular derecha se modela mediante el

parámetro S_{12}^{DD} . La gráfica de la magnitud de dicho parámetro se presenta en la figura 2:19.

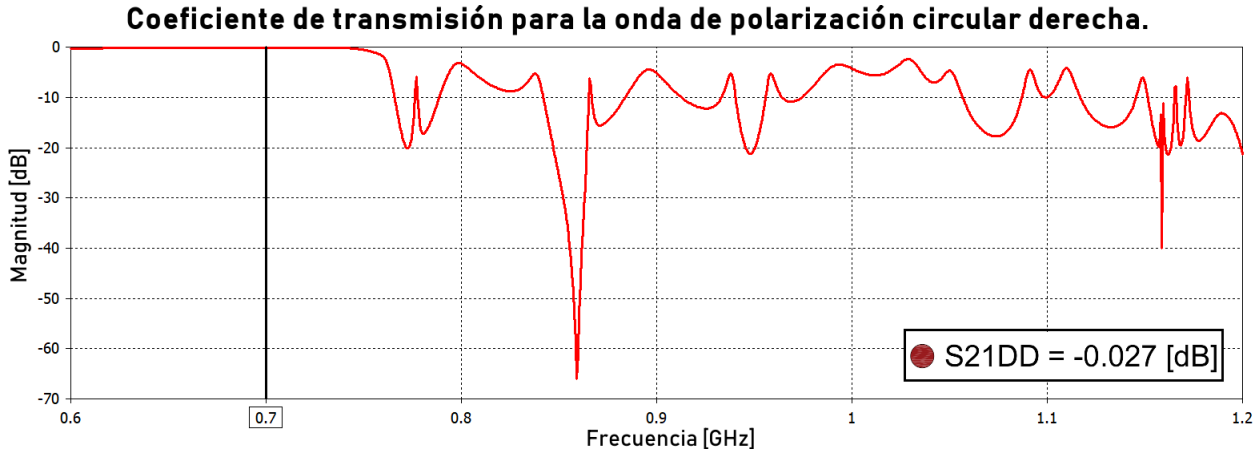


Figura 2:19: Magnitud de la transmisión de la onda de polarización circular derecha.

Al analizar los resultados se concluye que la celda unitaria tiene un comportamiento análogo al de una superficie selectiva de polarización circular. El siguiente paso consiste en diseñar la superficie reflectiva que permitirá controlar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular derecha que fue transmitida por la celda unitaria.

2.2.4. Superficie reflectiva.

El principio de Fox [24] establece que cuando una onda polarizada circularmente incide sobre un elemento con control de fase, los coeficientes de reflexión para las componentes lineal vertical y lineal horizontal del campo eléctrico serán diferentes y perpendiculares al eje z ; bajo condiciones determinadas, la onda reflejada tendrá una diferencia de fase de 2γ respecto a la onda incidente.

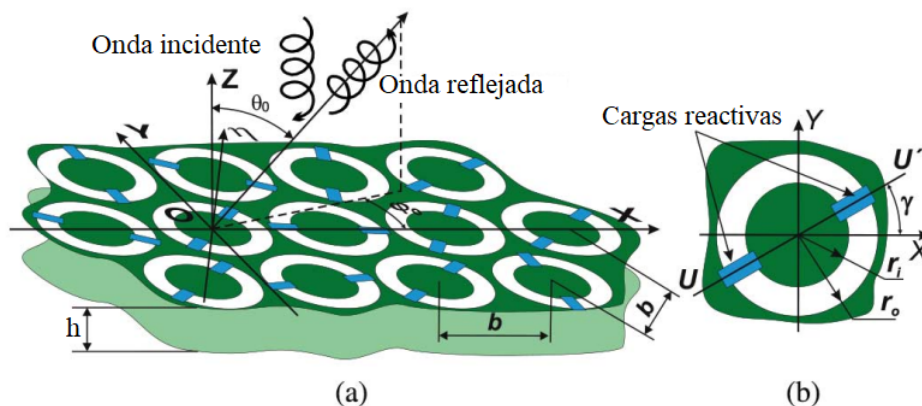


Figura 2:20: (a) Superficie reflectiva basada en anillos ranurados con cargas reactivas y (b) celda unitaria [25].

Para explicar con mayor detalle el principio de Fox, considérese un arreglo reflectivo (figura **2:20**) formado por una placa delgada de metal con una serie de anillos ranurados con cargas reactivas, sobre un sustrato dieléctrico delgado, ubicado a una distancia h de una placa metálica que funciona como plano de tierra. Los anillos están distribuidos de manera uniforme en el plano xy , con una configuración cuadrada. La posición angular de las cargas reactivas respecto al eje y está dada por el parámetro γ .

Al excitar la estructura con una onda plana polarizada circularmente, con frecuencia $f = \omega/2\pi$, que se propaga en la dirección negativa del eje z , el campo eléctrico de la onda incidente es:

$$\vec{E}_i = E_0 e^{jkz} (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) \quad (2.32)$$

donde:

E_0 es la magnitud de la onda incidente,
 \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en dirección de los ejes x y y , respectivamente,
 $k = 2\pi/\lambda$ es el número de onda

El campo eléctrico reflejado está conformado por dos ondas de polarización circular, que se propagan en la dirección positiva del eje z . Matemáticamente, el campo reflejado se define como:

$$\vec{E}_r = \frac{1}{2} E_0 e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} + \frac{1}{2} E_0 e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (2.33)$$

Una onda polarizada circularmente se puede obtener como la suma de dos ondas polarizadas linealmente que están defasadas 90° entre sí, por lo que, los coeficientes Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} son los coeficientes de reflexión para las componentes de polarización lineal que son paralelas y perpendiculares a las cargas.

La primera componente del campo reflejado ($\frac{1}{2} E_0 e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})$) es una onda polarizada circularmente con la misma dirección de rotación que la onda incidente E_i . Su fase se controla mediante las cargas colocadas en el elemento, debido a esta situación la onda es denominada como controlada. Por otro lado, la segunda componente del campo reflejado ($\frac{1}{2} E_0 e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})$), es una onda con polarización circular, cuyo sentido de rotación es contrario al de la onda incidente y su fase no depende de la ubicación de las cargas en el elemento, esta onda es denominada como no controlada.

Si la diferencia de fase entre las dos componentes del campo reflejado es de 180° , la onda no controlada será suprimida. Por lo tanto, al modificar la posición angular de las cargas en el elemento en un ángulo γ , la fase de la onda controlada sufrirá un cambio de fase de 2γ . Para garantizar que la diferencia de fase entre las dos componentes del campo reflejado, se debe cumplir la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2.34)$$

Para poder satisfacer dicha condición es necesario que una de las componentes lineales (ya sea la paralela o la ortogonal a las cargas) sea reflejada por el arreglo, mientras que la otra componente debe ser transmitida. En el caso de la superficie reflectiva a diseñar en esta sección, la componente paralela a las cargas será reflejada, mientras que la componente ortogonal a las cargas deberá ser transmitida por el arreglo.

El elemento base de la superficie reflectiva será el anillo ranurado. Este tipo de elementos es conocido por su insensibilidad al cambio de ángulo de incidencia. Además, la fabricación de anillos ranurados se puede realizar en sustratos dieléctricos ultradelgados, lo que se evita la generación de ondas superficiales [25]. Existen diferentes configuraciones geométricas de la ranura anular (figura 2:21) con cargas reactivas, entre las que destacan la ranura anular con cortes sectoriales, la ranura anular con capacitores y la ranura anular con cortes continuos.

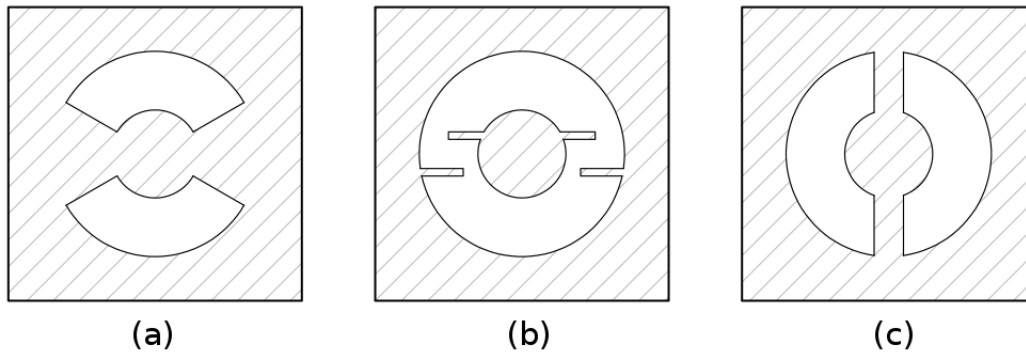


Figura 2:21: Diferentes geometrías de ranuras anulares: (a) con cortes sectoriales, (b) con capacitores y (c) con cortes continuos.

Para implementar la superficie reflectiva se eligió como elemento base la ranura anular con cortes continuos. La inclusión de cortes metálicos como cargas reactivas en los anillos ranurados genera que la reflexión para las componentes paralela y perpendicular a las cargas tengan frecuencias de resonancia diferentes. La primer resonancia se obtiene cuando el perímetro del anillo es de aproximadamente una longitud de onda (λ), en este caso, la superficie reflectiva es “invisible” para la componente lineal ortogonal a los cortes. La otra resonancia se obtiene cuando el perímetro de los elementos es de aproximadamente 2λ , en este caso, la transmisión de la componente lineal paralela a los cortes es resonante.

La celda unitaria de la superficie reflectiva se presenta en la figura 2:22. La superficie reflectiva está compuesta por dos capas, en la primera se encuentran los anillos ranurados en una placa metálica sobre un sustrato dieléctrico y la segunda es un placa metálica que funciona como plano de tierra. Las dos capas están separadas entre sí a una distancia d , que usualmente es igual a un cuarto de la longitud de onda. Para iniciar el proceso de diseño se consideró que el radio exterior (r_{out}) fuera igual a dos veces la longitud de onda (λ) en el espacio libre, con el objetivo de disminuir la inductancia asociada al conductor ubicado en

la zona exterior del anillo.

$$r_{out} = 2\lambda = 2\frac{c}{f} = 2\frac{3 \cdot 10^8 [m/s]}{0.7 \cdot 10^9 [Hz]} = 85.71 [mm] \quad (2.35)$$

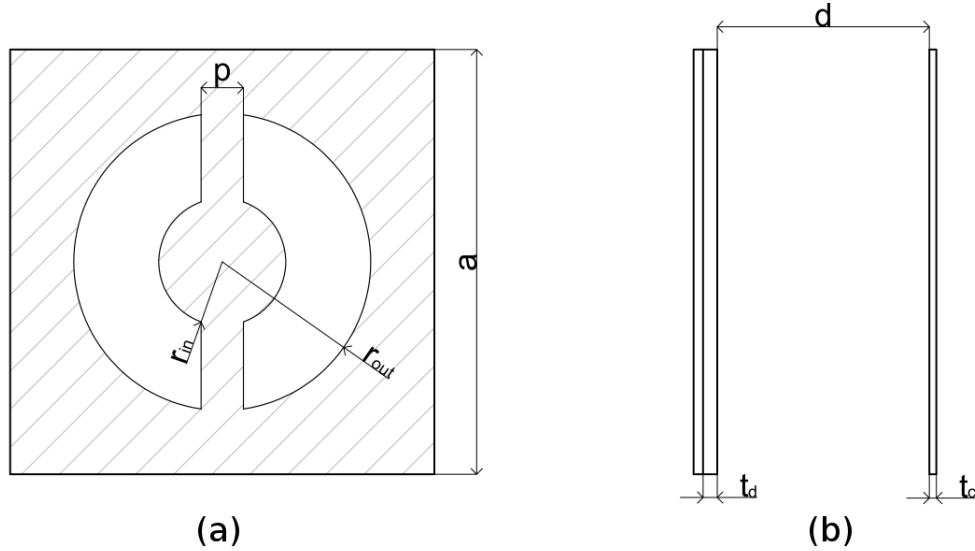


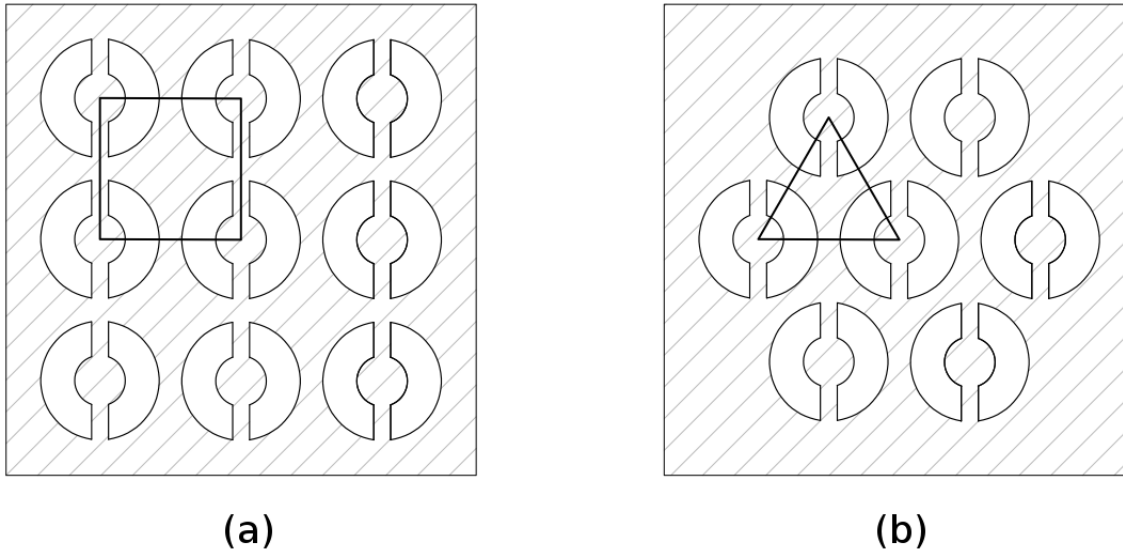
Figura 2:22: Celda unitaria de la superficie reflectiva basada en anillos ranurados con cortes continuos.

Para que haya una diferencia de fase de 180 [°], la distancia inicial entre las capas del arreglo a 0.7 [GHz] debe ser:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{1}{4} \frac{3 \cdot 10^8 [m/s]}{0.7 \cdot 10^9 [Hz]} = 107 [mm] \quad (2.36)$$

La simulación se realizó considerando condiciones de frontera periódicas en los ejes x y y . Otro factor a considerar para en el diseño de la superficie reflectiva es la distribución geométrica de los elementos. Al incidir un campo eléctrico sobre la superficie reflectiva se produce una corriente eléctrica de superficie, que actúa como fuente del campo electromagnético reflejado. La distribución de corriente en los elementos determina el comportamiento en frecuencia del arreglo de elementos periódicos y depende de la forma de los elementos. En un arreglo con elementos esparcidos, los modos de Floquet de alto orden comienzan a propagarse, provocando la aparición de lóbulos parásitos o *grating lobes*.

En esta etapa de diseño se consideró una distribución cuadrada de los anillos ranurados, con un período igual al del plano de tierra del arreglo de antenas diseñado en la sección anterior ($a = 3\lambda/8$). El sustrato dieléctrico definido para la simulación tiene una permitividad eléctrica relativa (ϵ_r) de 2.2 [1] y un espesor de 0.127 [mm]. El material conductor utilizado fue ideal ($\sigma = \infty$ y $\rho = 0$). Las dimensiones geométricas iniciales se presentan en la tabla 5.



(a)

(b)

Figura 2:23: Ejemplos de distribuciones de elementos en estructuras periódicas: (a) cuadrada y (b) triangular.

Tabla 5: DIMENSIONES GEOMÉTRICAS INICIALES DE LA CELDA UNITARIA.

Parámetro geométrico	Dimensión [mm]
r_{out}	85.71
p	12
a	125
d	107
t_c	0.01
t_d	0.127

El valor óptimo de la variable geométrica r_{in} se calculó mediante un barrido paramétrico en el intervalo:

$$10[mm] \leq r_{in} \leq 70[mm]$$

Los resultados obtenidos del proceso de sintonización se presentan en la figura 2:24. La estructura fue excitada con una onda de polarización lineal vertical y una onda de polarización lineal horizontal. La respuesta óptima se presenta cuando la frecuencia de resonancia para la reflexión de ambas componentes lineales sea igual a 0.7 [GHz].

La frecuencia de resonancia será la misma para la componente lineal vertical y para la componente lineal horizontal debido a que la estructura aún no tiene incorporadas las cargas reactivas.

De acuerdo a los resultados obtenidos mediante el barrido paramétrico, el valor óptimo

del radio interior esta dentro del intervalo:

$$56.6[mm] \leq r_{in} \leq 63.3[mm]$$

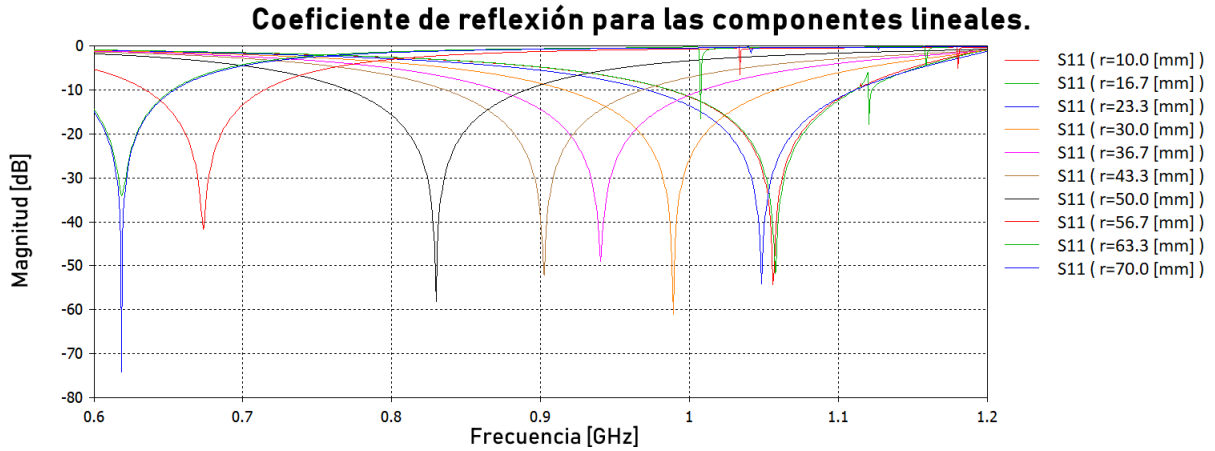


Figura 2:24: Magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales para el intervalo $10[mm] \leq r_{in} \leq 70[mm]$.

Para medir el ancho de banda se tomó como referencia un nivel de -10 [dB] para los coeficientes de reflexión. El ancho de banda para $r_{out} = 85.71$ [mm] disminuye conforme aumenta el valor de r_{in} . Se encontró que al incrementar el valor de r_{out} también incrementa el ancho de banda, lo que disminuye el efecto provocado por la variación de r_{in} .

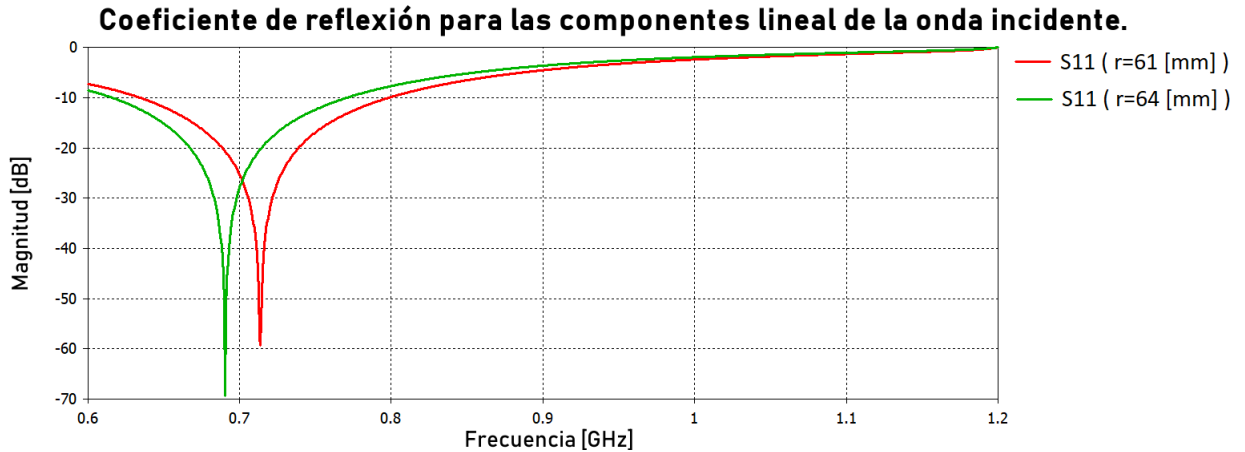


Figura 2:25: Magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales.

Mediante un barrido paramétrico adicional se pudo concluir que el valor óptimo para el radio exterior es $r_{out} = 106$ [mm]. De nueva cuenta se sintonizó el valor del radio interior y se encontró que el valor óptimo se encuentra en el intervalo:

$$61[mm] \leq r_{in} \leq 64[mm]$$

En la figura 2:25 se presentan los coeficientes de reflexión para los dos valores de r_{in} que más se acercan al criterio definido. Mediante un último barrido paramétrico se encontró que el valor óptimo del radio interior es $r_{int} = 61.528$ [mm]. La gráfica de la magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales incidentes para las dimensiones geométricas óptimas se presenta en la figura 2:28.

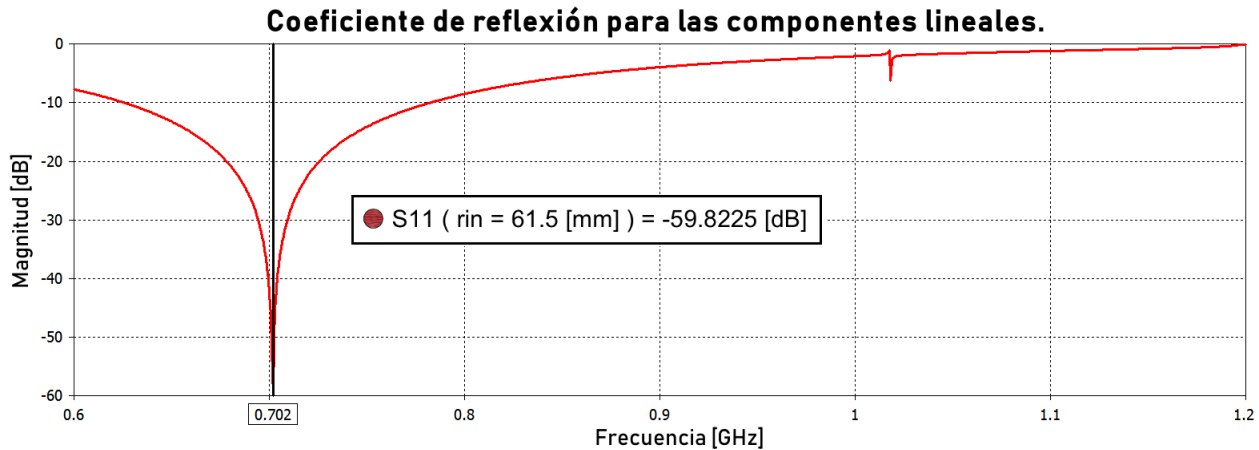


Figura 2:26: Magnitud de los coeficientes de reflexión para las componentes lineales de la onda incidente para $r_{out} = 106$ [mm].

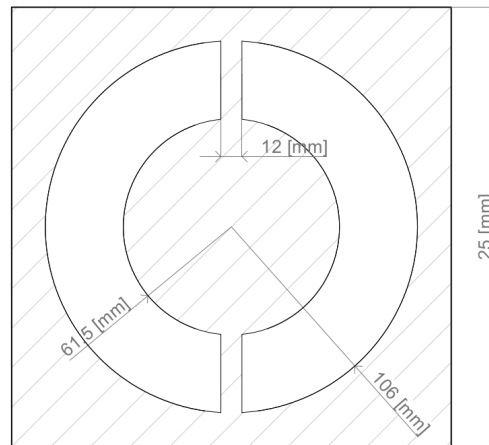


Figura 2:27: Celda unitaria de la superficie reflectiva basada en ranuras anulares con cortes.

Se hicieron dos cortes al anillo a lo largo del eje y . El espesor de los cortes fue de 12 [mm]. La celda unitaria con las dimensiones geométricas óptimas se presentan en la figura 2:27. Se excitó la estructura con dos ondas de polarización circular de forma simultánea; de esta forma, se modificó la respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal vertical (figura 2:28). Los resultados obtenidos muestran que la onda vertical se refleja completamente en la frecuencia de operación del arreglo $f = 0.7$ [GHz].

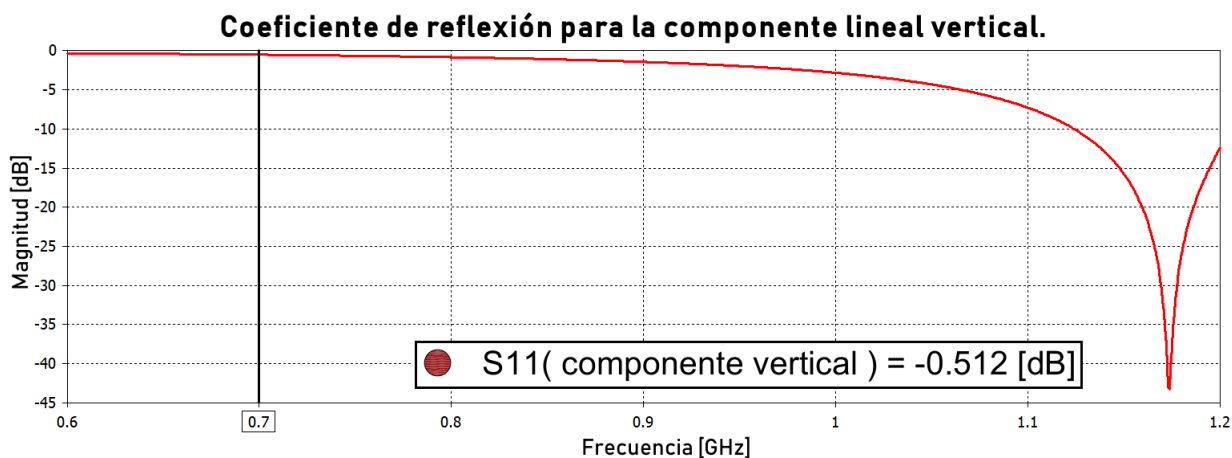


Figura 2:28: Magnitud del coeficiente de reflexión para la componente lineal vertical de la onda incidente.

El siguiente paso en el proceso de diseño consistió en simular la superficie reflectiva incluyendo la segunda capa y excitando la estructura con ondas de polarización circular. Se evaluó el funcionamiento de la estructura simulando la estructura colocando los cortos en cuatro diferentes posiciones angulares: $\gamma = 0^\circ$, $\gamma = 5^\circ$, $\gamma = 10^\circ$ $\gamma = 15^\circ$ y de acuerdo al teorema de Fox, se espera que la fase de la onda reflejada cambie 2γ , por lo que debe haber una diferencia de fase de 10° entre cada cambio de posición angular. Los resultados de la simulación se presentan en la figura 2:29.

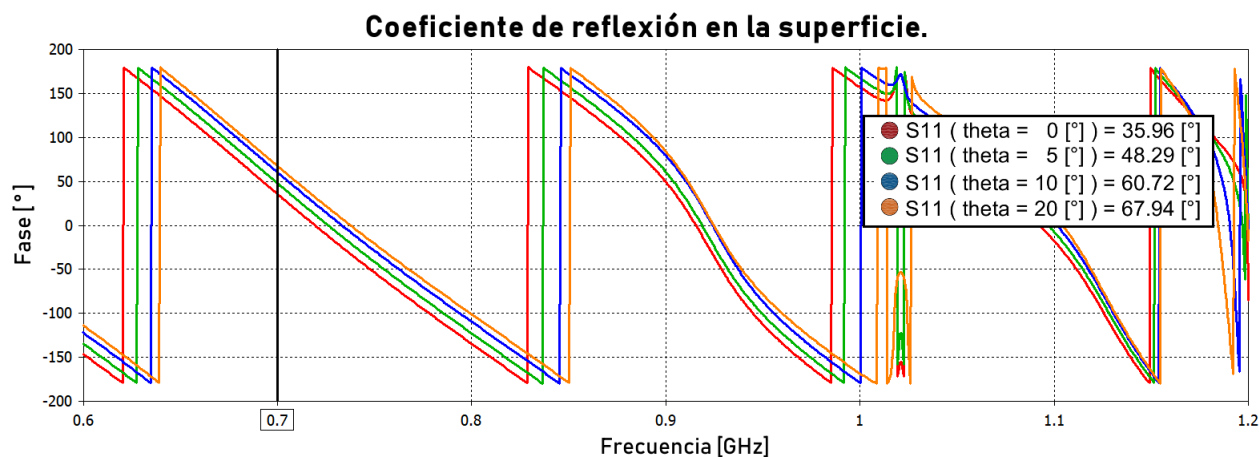


Figura 2:29: Fase de la onda reflejada al cambiar la posición angular de los cortos.

La fase de la onda reflejada cambia entre 7° y 13° al cambiar la posición angular de los cortos 5° , esta variación puede ser atribuida a errores del simulador. Además se verificó el comportamiento de la magnitud del coeficiente de reflexión a 0.7 [GHz] (figura 2:30). Los resultados obtenidos indican que a 0.7 [GHz] la magnitud del coeficiente de reflexión es de -1.9 [dB], lo cual indica que la onda incidente se refleja completamente.

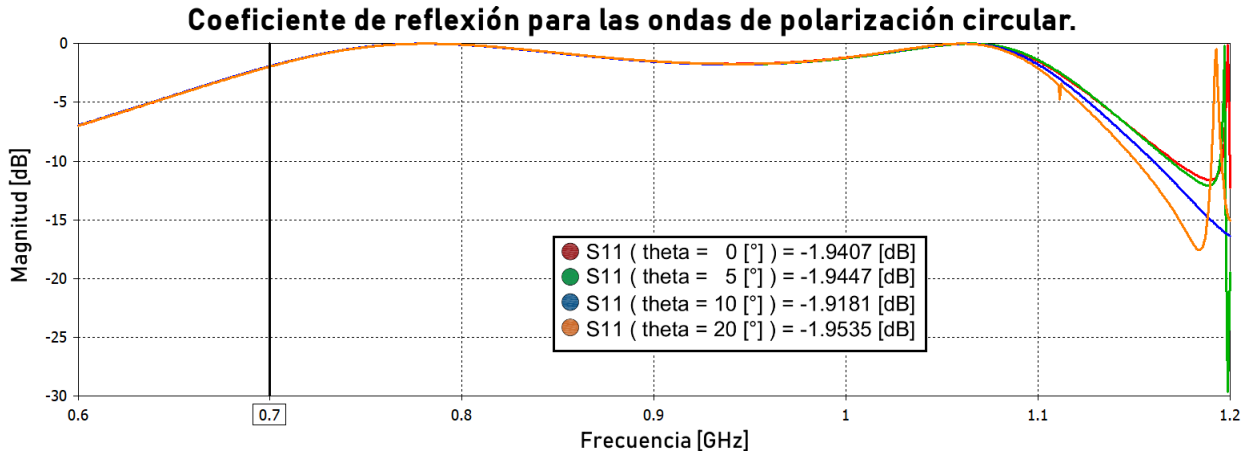


Figura 2:30: Magnitud del coeficiente de reflexión para una onda incidente de polarización circular.

En la frecuencia de diseño la magnitud del coeficiente de reflexión debe ser de 0 [dB] para que la onda incidente sea reflejada completamente con polarización circular derecha, para alcanzar el objetivo, se modificó la distancia entre las dos capas del arreglo; se encontró que su valor óptimo es de $d = 146$ [mm]. La gráfica de la respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión con la distancia óptima se presenta en la figura 2:31.

A 0.7 [GHz] la magnitud del coeficiente de reflexión es de -0.001 [dB], por lo tanto, se cumple la condición para reflexión total.

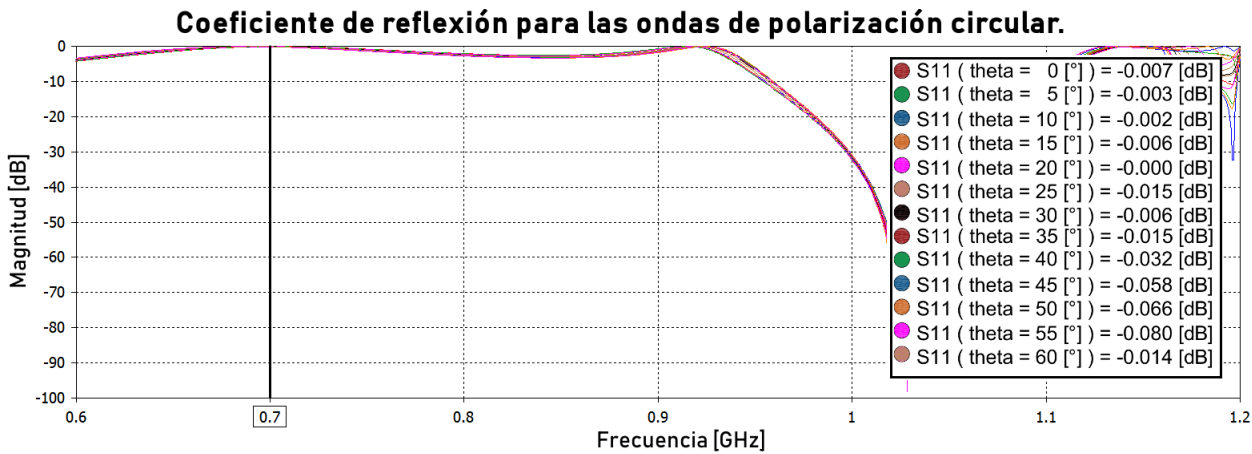


Figura 2:31: Magnitud del coeficiente de reflexión para una onda incidente de polarización circular para $d = 146$ [mm].

Finalmente, se verificó el comportamiento de la fase de la onda reflejada (figura 2:32). La fase de la onda reflejada de polarización circular cambia entre 8 y 12 [°]; de acuerdo al principio de Fox, al girar la antena helicoidal en 5 [°], la fase debe cambiar 10 [°]; por lo tanto, el cambio de fase es aproximadamente de 10 ± 2 [°].

El error de cambio de fase ($\Delta\varphi$) es de 2 [°].

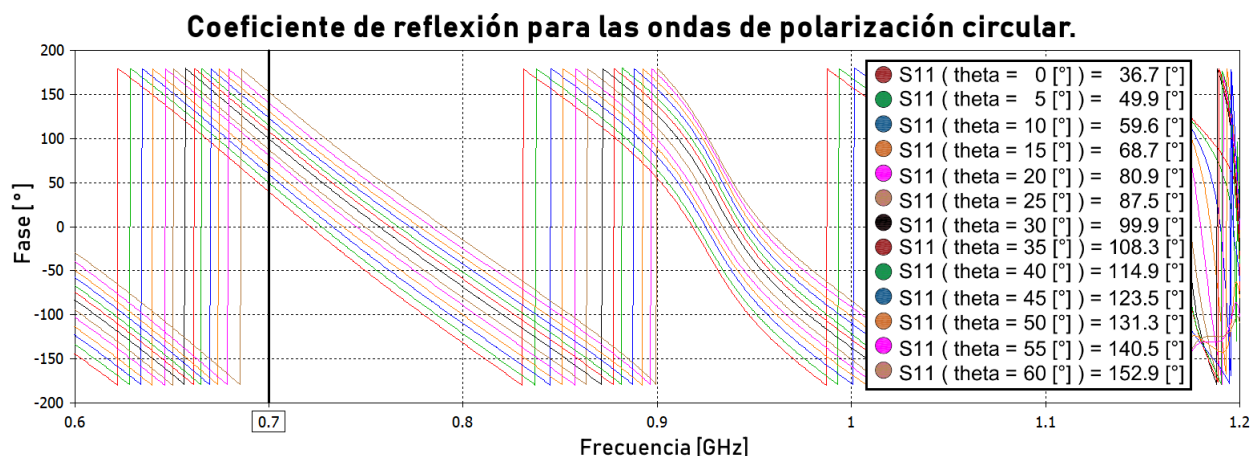


Figura 2:32: Fase de la onda reflejada al cambiar la posición angular de los cortos.

Una vez que se completó el proceso de diseño de la estructura se simuló el sistema completo, es decir, el arreglo de antenas helicoidales y la superficie reflectiva para polarización circular, con el fin de verificar que la fase de ambas ondas incidentes se pueda controlar de forma independiente.

2.2.5. Simulación del sistema completo.

La celda unitaria del arreglo reflectivo para polarización dual circular basado en antenas de polarización circular se presenta en la figura 2:36, está compuesto por dos antenas helicoidales de polarización circular derecha y una superficie reflectiva para polarización circular.

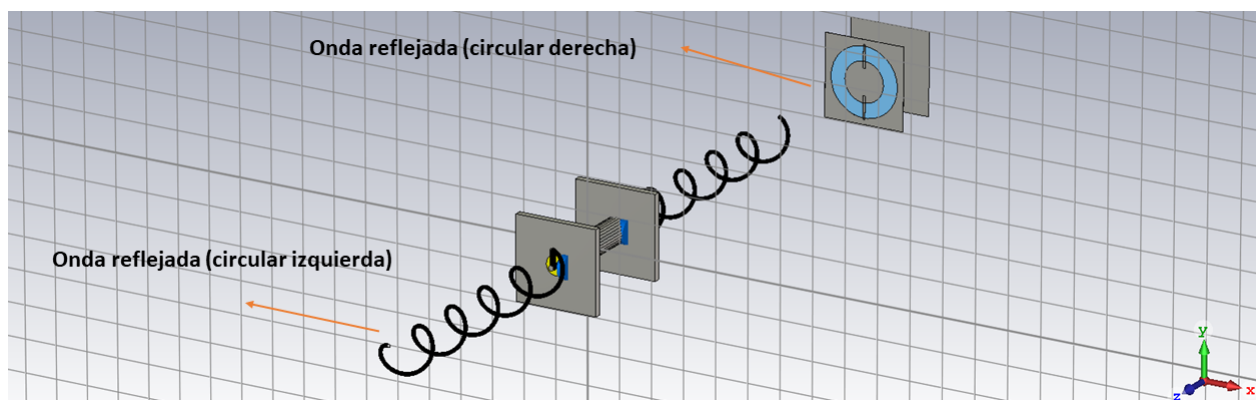


Figura 2:33: Celda unitaria del sistema completo.

Para demostrar que existe control de la dirección de ambas ondas de polarización circular se realizaron dos simulaciones: la primera variando la posición angular de las antenas helicoidales para controlar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular izquierda. En la segunda simulación se cambió la posición angular de los cortos de la superficie reflectiva para controlar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular derecha.

Por último, se realizó una simulación considerando el cambio simultáneo de la posición angular de las helicoides y de los cortos, con el objetivo de demostrar que se puede controlar de forma independiente la dirección de reflexión de las dos ondas de polarización circular.

Giro de las antenas helicoidales.

En primer lugar se varió la posición angular de las antenas helicoidales para estudiar el cambio de fase de la onda de polarización circular izquierda. Se simuló la estructura cambiando la posición de las antenas helicoidales entre 0° y 170° , con un incremento $\Delta\gamma = 10^\circ$.

El parámetro que describe la reflexión de la onda de polarización circular izquierda es S_{11}^{II} . Los valores de la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda se presentan en la tabla 6 y su gráfica se muestra en la figura 2:35.

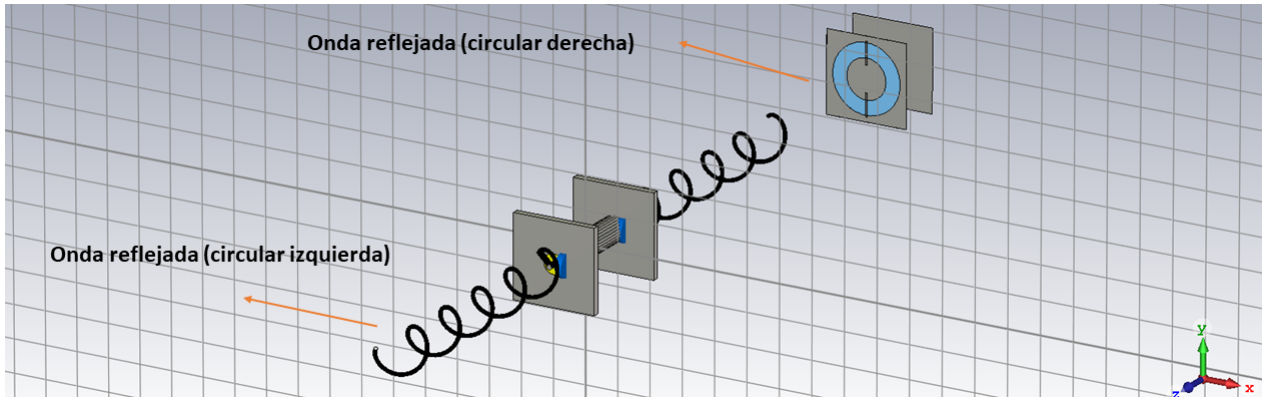


Figura 2:34: Celda unitaria al modificar la posición de las antenas en un ángulo $\gamma = 45^\circ$.

Tabla 6: FASE DE LA ONDA REFLEJADA DE POLARIZACIÓN CIRCULAR IZQUIERDA.

Rotación γ [$^\circ$]	Fase [$^\circ$]	Rotación γ [$^\circ$]	Fase [$^\circ$]
0	-382.5	90	-202.5
10	-362.4	100	-182
20	-342.8	110	-162.5
30	-322.8	120	-142.1
40	-302.4	130	-122.7
50	-282.3	140	-102.4
60	-262.3	150	-82.4
70	-242.8	160	-62.4
80	-222.4	170	-43.1

Los resultados de la simulación demuestran que al girar la primer antena helicoidal, se cumple el principio de Fox, ya que, para cada incremento $\Delta\gamma = 10^\circ$, la fase la onda reflejada cambia en $2\gamma^\circ$. El error en el cambio de fase es de $\Delta\varphi = \pm 0.4^\circ$.

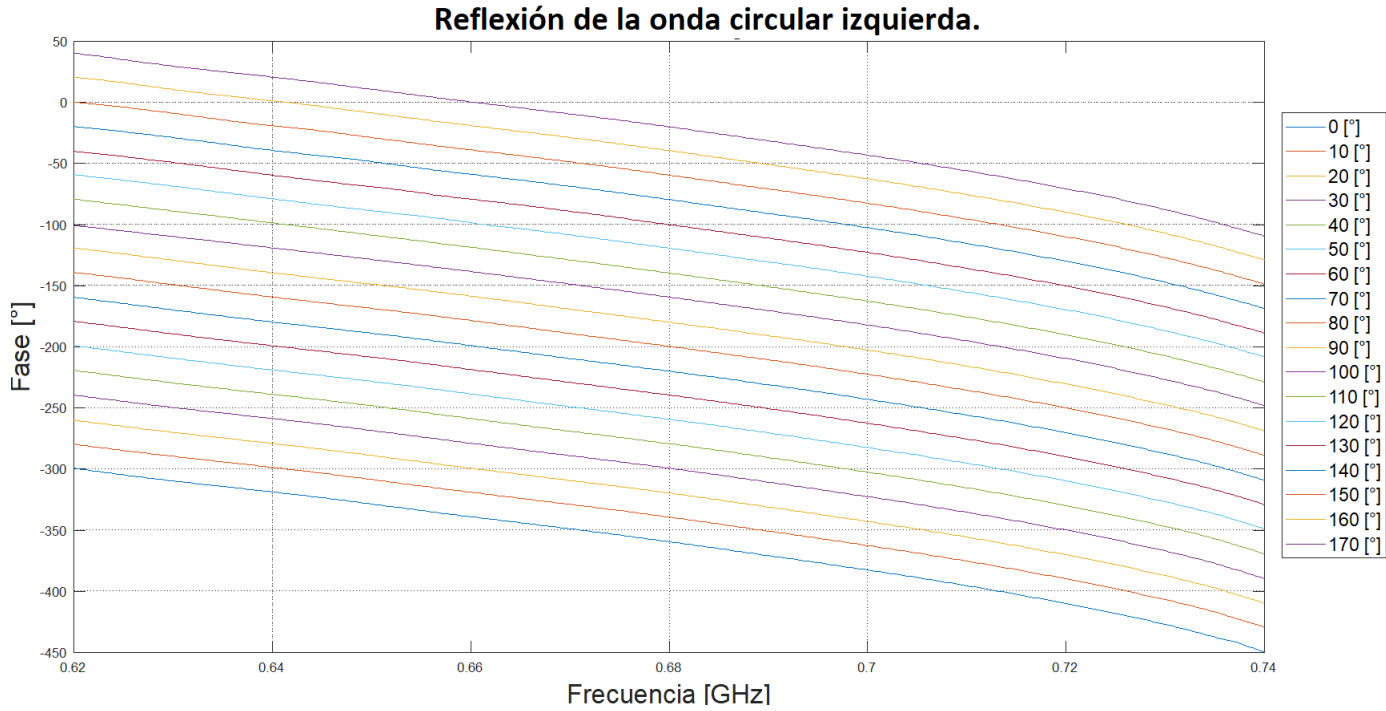


Figura 2:35: Fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda para $0 \leq \gamma \leq 170$ [°].

Por lo tanto, queda demostrado que al cambiar la posición angular de la primera helicoidal se puede controlar con gran precisión la dirección de la onda reflejada de polarización circular izquierda.

Giro de los postes metálicos de la superficie reflectiva.

El segundo paso en la verificación del arreglo diseñado consistió en variar la posición angular de los cortos de la superficie reflectiva para estudiar el cambio de fase de la onda de polarización circular derecha. Se simuló la estructura cambiando la posición de los cortos entre 0 y 110 [°], con un incremento de 10 [°].

El intervalo de evaluación se redujó respecto a la sección anterior, debido a que no se puede medir la reflexión de la onda de polarización circular derecha de forma directa, ya que la onda será recibida por la segunda antena helicoidal para ser radiada por la otra antena, por lo tanto se puede esperar un incremento en el error de cambio de diferencia de fase ($\Delta\varphi$).

El parámetro que describe la reflexión de la onda de polarización circular derecha es S_{11}^{DD} . Los valores de la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda se presentan en la tabla 7 y su gráfica se muestra en la figura 2:38.

Los resultados de la simulación demuestran que al girar los cortos de la superficie reflectiva se cumple el principio de Fox ya que para cada incremento $\Delta\gamma = 10$ [°], la fase la onda reflejada cambia en 2γ [°]. El error en el cambio de fase es $\Delta\varphi = \pm 9$ [°].

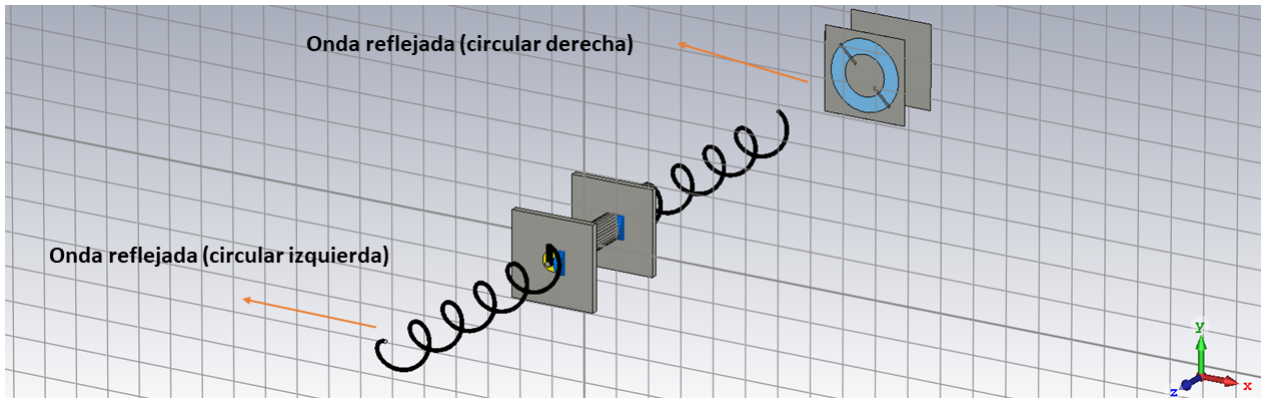


Figura 2:36: Celda unitaria al modificar la posición de los cortes de la superficie reflectiva en un ángulo $\gamma = 45$ [°].

Tabla 7: FASE DE LA ONDA REFLEJADA DE POLARIZACIÓN CIRCULAR DERECHA.

Rotación γ [°]	Fase [°]	Rotación γ [°]	Fase [°]
0	183.8	60	47.99
10	156.2	70	31.89
20	131.5	80	10.34
30	102.6	90	-10.29
40	89.55	100	-27.91
50	74.62	110	-42.67

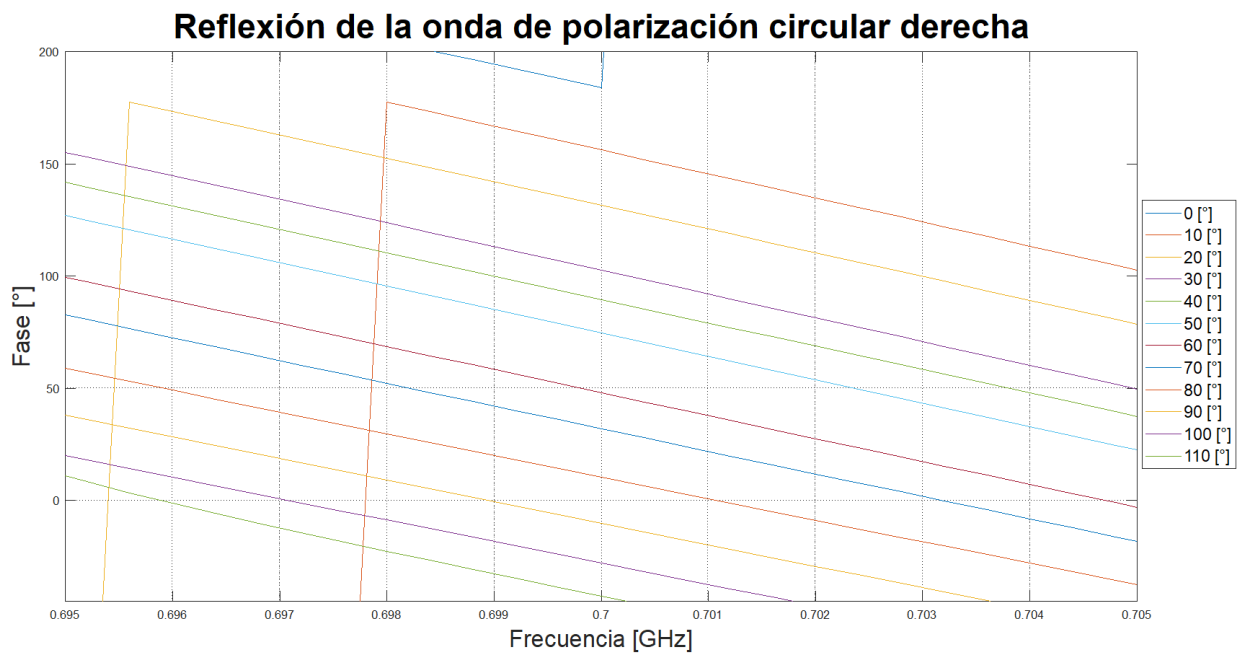


Figura 2:37: Fase de la onda reflejada de polarización circular derecha para $0 \leq \gamma \leq 110$ [°].

Por lo tanto, queda demostrado que, al cambiar la posición angular de los cortos de la superficie reflectiva se puede controlar la dirección de la onda reflejada de polarización circular derecha.

Giro simultáneo.

Finalmente, se realizó una simulación variando la posición angular tanto de las antenas helicoidales como de los cortos de la superficie reflectiva, para demostrar que se puede controlar la fase de las dos ondas de polarización circular de forma independiente.

El ángulo que describe el cambio de posición angular de las antenas helicoidales es α y el ángulo que describe el cambio de posición angular de los cortos de la superficie reflectiva es β . Se evaluó el comportamiento del arreglo en los intervalos $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ y $0^\circ \leq \beta \leq 180^\circ$, con incrementos $\Delta\alpha = \Delta\beta = 30^\circ$.

Existen 49 diferentes combinaciones para las variaciones de α y β . Para simplificar la presentación de los resultados se presentarán cuatro gráficas. En las tres dos gráficas (figuras 2:39y 2:40) se mantuvo fijo el ángulo α , considerando dos casos: $\alpha = 0^\circ$ y $\alpha = 90^\circ$, en cada una de ellas se mostrará la fase en reflexión correspondiente a $\beta = 0^\circ$, $\beta = 30^\circ$, $\beta = 60^\circ$, $\beta = 90^\circ$, $\beta = 120^\circ$, $\beta = 150^\circ$ y $\beta = 180^\circ$; con el objetivo de demostrar como cambia la fase de la onda reflejada de polarización circular derecha.

En las dos gráficas restantes (figuras 2:41 y 2:42) se mantuvo fijo el ángulo β , considerando tres casos: $\beta = 0^\circ$ y $\beta = 90^\circ$, en cada una de ellas se mostrará la fase en reflexión correspondiente a $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 90^\circ$, $\alpha = 120^\circ$, $\alpha = 150^\circ$ y $\alpha = 180^\circ$; con el objetivo de demostrar como cambia la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda.

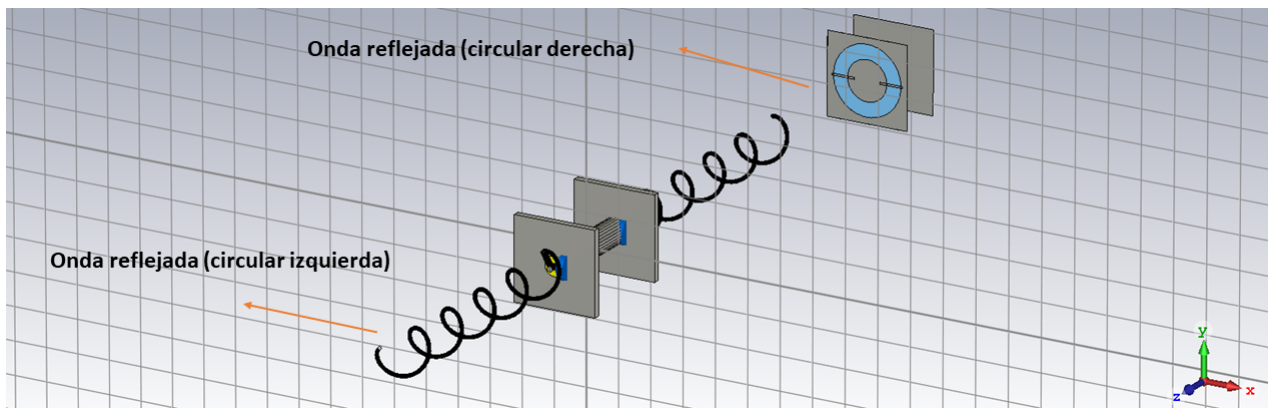


Figura 2:38: Celda unitaria para $\alpha = 30^\circ$ y $\beta = 90^\circ$.

En todas las gráficas se puede observar la existencia de un cambio de fase aproximado de 60° cada que la posición angular del elemento variable cambia 30° , lo cual es congruente con el principio de Fox.

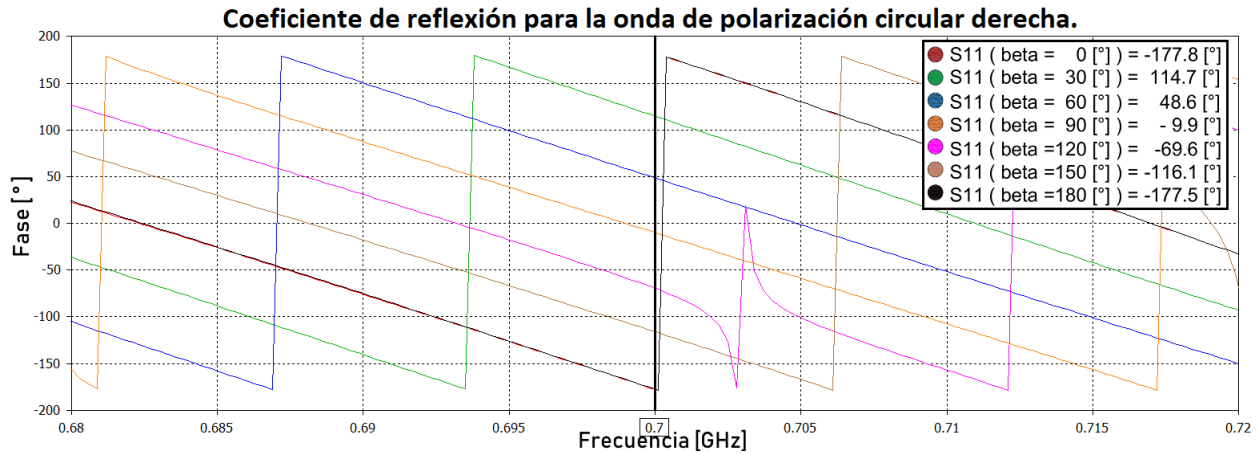


Figura 2:39: Fase de la onda reflejada derecha para $\alpha = 0$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].

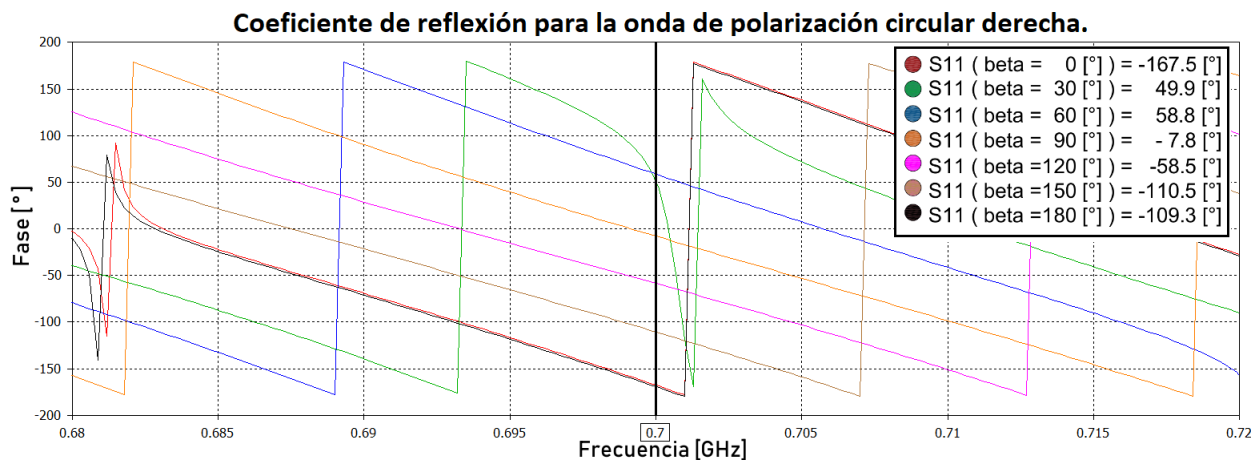


Figura 2:40: Fase de la onda reflejada derecha para $\alpha = 90$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].

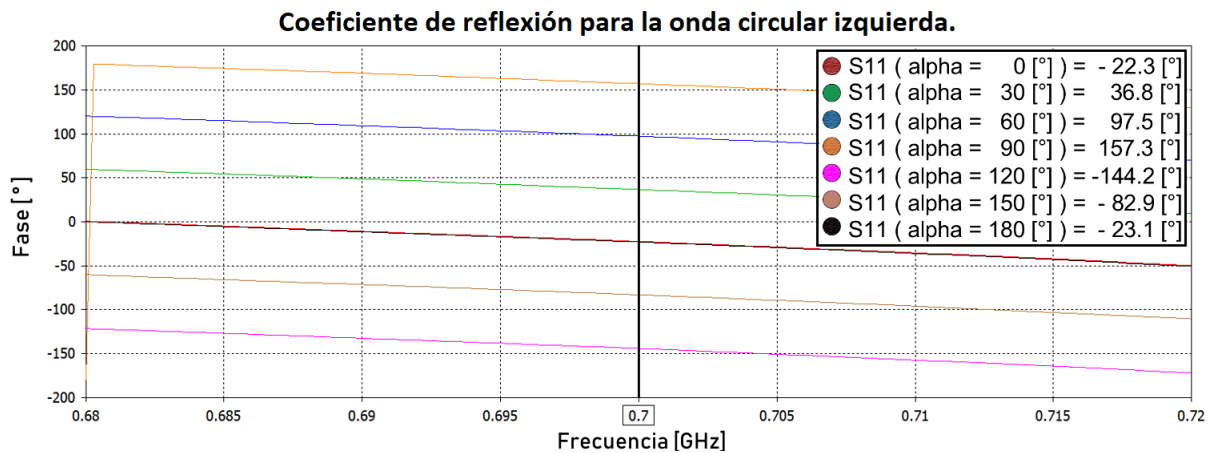


Figura 2:41: Fase de la onda reflejada izquierda para $\beta = 0$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].

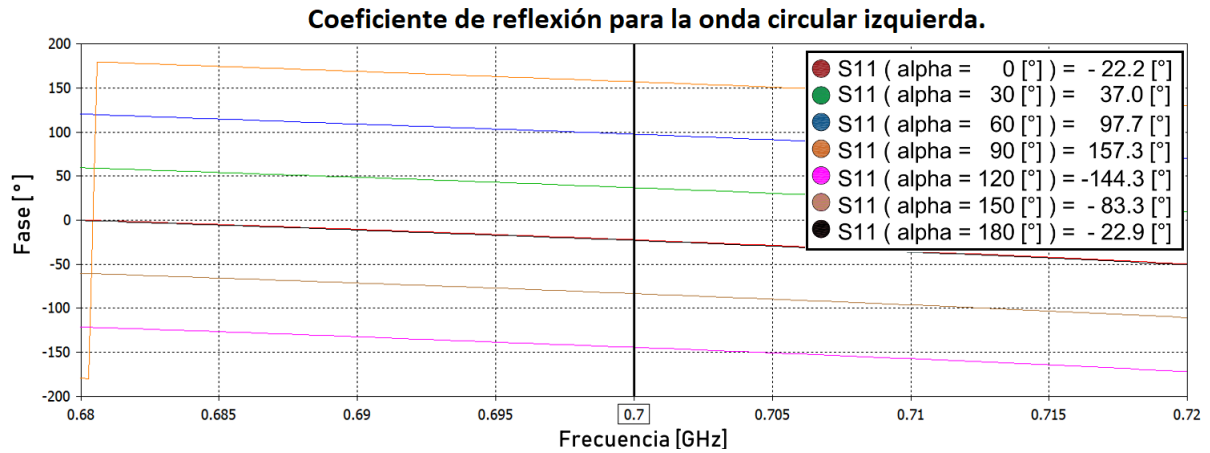


Figura 2:42: Fase de la onda reflejada izquierda para $\beta = 90$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].

Para verificar la independencia del control de la fase de reflexión para las dos ondas de polarización circular se presentan las gráficas **2:43** y **2:44**, las cuales ilustran dos casos, en el primero se mantuvieron fijas las antenas helicoidales, en un ángulo $\alpha = 0$ [°] y se evaluó la fase en reflexión de la onda de polarización circular izquierda; en el segundo caso se mantuvieron fijos los postes metálicos de la superficie reflectiva en un ángulo $\beta = 180$ [°] y se evaluó la fase en reflexión de la onda de polarización circular derecha.

Se puede observar que en ambos casos, la fase de la onda que depende del elemento fijo no cambia a pesar de que la posición de los elementos variables (los postes metálicos y las antenas helicoidales, respectivamente) sí cambia, por lo tanto, queda demostrado que existe independencia en el control de la fase de reflexión para cada onda polarizada circularmente.

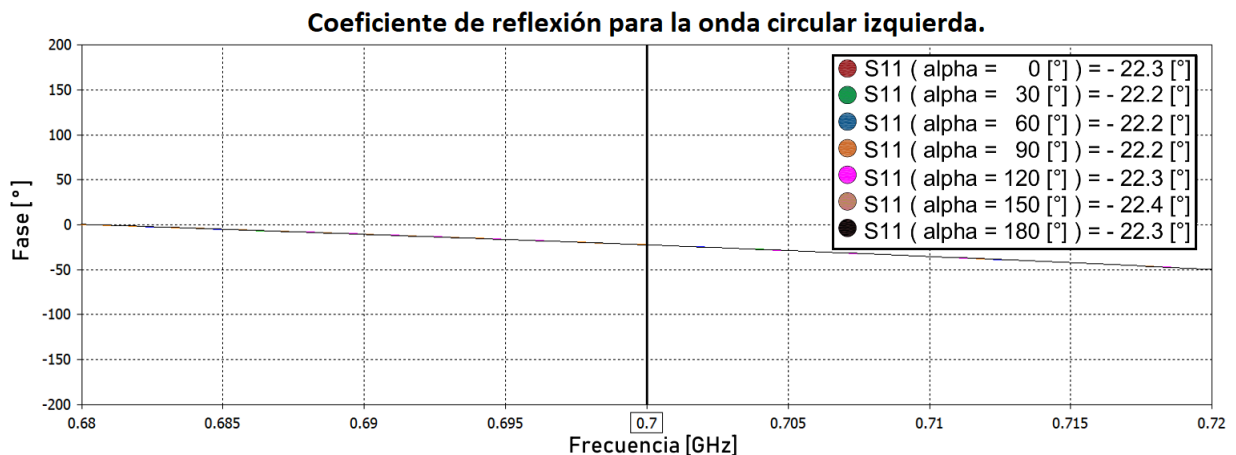


Figura 2:43: Fase de la onda reflejada izquierda para $\alpha = 0$ [°] y $0 \leq \beta \leq 180$ [°].

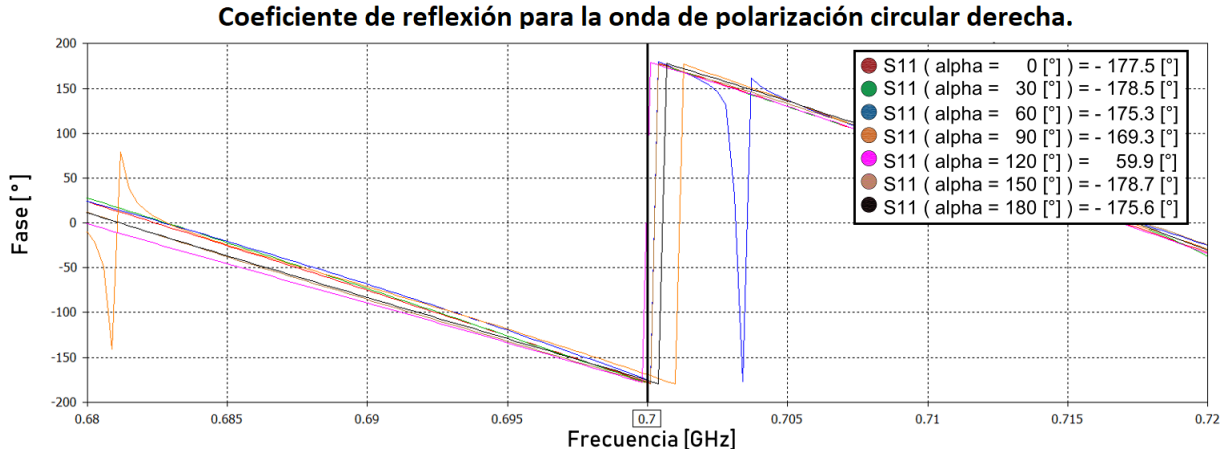


Figura 2:44: Fase de la onda reflejada derecha para $\beta = 0$ [°] y $0 \leq \alpha \leq 180$ [°].

2.3. Conclusiones del capítulo.

- I. La antena helicoidal es ampliamente utilizada para emitir y recibir campos electromagnéticos de polarización circular cuando el périmetro de la espira es igual a la longitud de onda. Las antenas helicoidales pueden ser monofilares o multifilares. Usualmente las antenas helicoidales son utilizadas junto a un plano de tierra para incrementar su directividad, disminuir los lóbulos hacia atrás y para que su impedancia de entrada sea puramente resistiva. La ganancia de una antena helicoidal depende de sus dimensiones geométricas, aumentar de forma proporcional al número de vueltas y usualmente se encuentra entre 15 y 20 [dB].
- II. Las antenas helicoidales tienen dos modos principales de radiación: el modo normal y el modo axial. Cuando una hélice opera en modo normal, el campo radiado por la antena es máximo en la dirección normal del eje de la antena; usualmente se emplean antenas helicoidales para radiar y recibir ondas electromagnéticas de polarización lineal. Este tipo de antenas son ampliamente utilizadas en transceptores pequeños como los radios personales. La antena helicoidal en su modo normal de radiación es una antena de banda estrecha.
- III. Cuando una antena helicoidal opera en modo axial, la intensidad del campo radiado por la antena es máxima a lo largo de su eje. El patrón de radiación de una antena helicoidal operando en modo axial está conformado por un lóbulo principal y algunos lóbulos secundarios. Este tipo de antena es utilizado para aplicaciones donde se requieren ganancias moderadas (entre 15 y 20 [dB]) y radiar o recibir ondas electromagnéticas de polarización circular.
- IV. Se diseñó un arreglo de antenas helicoidales de polarización circular derecha, las dimensiones geométricas de la celda unitaria son: $\alpha = 13$ [°], $h = 860$ [mm], $r_h = 53.1$ [mm], $S = 172$ [mm], $l_{PT} = 125$ [mm] y $r_c = 5$ [mm]. Al excitar la antena diseñada con dos

ondas de polarización circular de forma simultánea, recibirá completamente la onda de polarización circular derecha y reflejará la onda de polarización circular izquierda. La diferencia en recepción entre las dos ondas circulares es de por lo menos -20 [dB] en un ancho de banda de 0.6 a 0.75 [GHz]. De acuerdo al teorema de reciprocidad de las antenas cualquier antena transmisora puede ser utilizada como receptora. Además, la antena en modo de recepción recibe totalmente las ondas electromagnéticas cuya polarización es coincidente con la de la antena en régimen de transmisión.

- V. Se simuló una celda unitaria compuesta por dos antenas helicoidales de polarización circular derecha. El arreglo recibe completamente una onda incidente de polarización derecha, la cual es reradiada a una superficie reflectiva. La onda de polarización circular izquierda es reflejada por las antenas del arreglo.
- VI. Se diseñó y simuló una superficie reflectiva basada en anillos ranurados con cortos continuos para controlar la dirección de reflexión de ondas de polarización circular derecha. La distribución de las ranuras anulares fue cuadrada. La fase de la onda reflejada de polarización circular cambia entre 8 y 12 [°]. El cambio de diferencia de fase es de 10 ± 2 [°]. El error de cambio de diferencia de fase ($\Delta\varphi$) fue de 2 [°].
- VII. Se simuló la celda unitaria del arreglo reflectivo para polarización dual circular basado en un sistema de dos antenas helicoidales de polarización circular derecha y una superficie reflectiva. Se varió la posición angular de las antenas helicoidales y de los cortos de la superficie reflectiva para controlar la dirección de la onda reflejada de polarización circular izquierda y de la onda reflejada de polarización circular derecha, respectivamente. El error en el cambio de diferencia de fase para la onda de polarización circular izquierda es de $\Delta\varphi = \pm 0.4$ [°]. El error en el cambio de diferencia de fase para la onda de polarización circular derecha es $\Delta\varphi = \pm 9$ [°]. La estructura diseñada cumple con el principio de Fox, ya que al cambiar la posición de los elementos en un ángulo $\gamma = 10$ [°], la fase de las ondas reflejadas cambia en 2γ [°].
- VIII. Se simuló la celda unitaria del arreglo reflectivo propuesto variando de forma simultánea la posición de las antenas helicoidales y de los cortos de la superficie reflectiva. Se demostró que se puede controlar de forma independiente la fase de las ondas reflejadas de polarización circular derecha e izquierda.

Una vez que se ha demostrado que existe independencia en el control de la dirección de reflexión de las ondas de polarización circular, se procederá a buscar un equivalente planar del arreglo reflectivo para polarización dual circular basado en un arreglo de antenas polarizadas circularmente.

Referencias del capítulo.

- [1] A. Holtum, “Improving the helical beam antenna,” *Electronics*, 1960.
- [2] A. Adams, R. Greenough, R. Wallenberg, A. Mendelovicz, y C. Lumjiak, “The quadrifilar helix antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-22, pp. 173–179, 1974.
- [3] C. Kilgus, “Shaped-conical radiation pattern performance of the backfire quadrifilar helix,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-23, pp. 392–397, 1974.
- [4] C. Gerst y R. Worden, “Helix antennas take turn for better,” *Electronics*, 1966.
- [5] J. Wong y S. Loh, “Radiation field of an elliptical helical antenna,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-7, pp. 46–52, 1959.
- [6] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, 4ta ed. McGraw-Hill, 2007.
- [7] B. Munk y L. Peters, “A helical launcher for the helical antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-16, pp. 362–363, 1968.
- [8] A. Taibo, *Geometría descriptiva y sus aplicaciones*, 1ra ed. Editorial Tebar Flores, 1983, vol. 2.
- [9] J. D. Kraus, *Antennas*, 2da ed. McGraw-Hill, 1997.
- [10] W. L. Stutzman, *Antenna Theory and Design*, 3ra ed. John Wiley & Sons, 2013.
- [11] M. Lodro, *Antenna and Wave Propagation*. Sukkur IBA University, 2016.
- [12] O. Aluf, *Microwave RF Antennas and Circuits*, 1ra ed. Springer, 2017.
- [13] C. Balanis, *Antenna Theory*, 3ra ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [14] ———, *Modern Antenna Handbook*, 1ra ed. John Wiley & Sons, 2008.
- [15] A. Harish y M. Sachidananda, *Antennas and Wave Propagation*, 1ra ed. Oxford University Press, 2007.
- [16] J. Kraus, “A 50-ohm input impedance for helical beam antennas,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-25, pp. 913–914, 1977.

-
- [17] O. Glasser y J. Kraus, “Measured impedances of helical antennas,” *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 193–197, 1948.
- [18] J. Marsh, “Measured current distributions on helical antennas,” *Proceedings of the IRE*, vol. 39, pp. 668–675, 1951.
- [19] D. Angelakos y D. Kajfez, “Modifications on the axial-mode helical antenna,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, pp. 913–914, 1967.
- [20] W. Hansen y J. Woodyard, “A new principle in directional antenna design,” *Proceedings of the IRE*, vol. 26, pp. 333–345, 1967.
- [21] G. Markov y D. Sazonov, *Antenas*, 1ra ed. URSS, 1975.
- [22] W. Tomasi, G. Hernández, y V. Pozo, *Sistemas de comunicaciones electrónicas*, 4ta ed. Pearson Education, 2003.
- [23] N. J. G. Fonseca y J. J. Laurin, “Impedance and axial ratio bandwidth considerations of a single-arm archimedean spiral slot antenna,” *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 2005)*, pp. 1–4, 2005.
- [24] A. Fox, “An adjustable wave-guide phase changer,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1489–1498, 1947.
- [25] J. Silva-Montero, J. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas, y A. Martynyuk, “Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342–4351, 2015.

3 Superficie selectiva de polarización circular.

En el capítulo anterior se demostró que pueden diseñarse estructuras para controlar de forma independiente la dirección de dos ondas incidentes de polarización circular. El arreglo reflectivo basado en antenas de polarización circular diseñado tiene una estructura tridimensional, lo cual limita la integración de dispositivos activos como los diodos p-i-n, los cuales son utilizados para proveer la capacidad de reconfigurabilidad al arreglo. Para cumplir el objetivo, en este capítulo se buscará desarrollar una superficie selectiva de polarización circular planar, de tal forma que sea compatible con la tecnología de fabricación de circuitos impresos para poder simplificar su proceso de fabricación, así como disminuir sus dimensiones y peso.

En primer lugar se diseñara una superficie selectiva de polarización circular basada en anillos ranurados, de tal forma que al incidir dos ondas de polarización circular de manera simultánea una de las ondas sea reflejada y la otra transmitida. La fase de la onda reflejada podrá ser controlada mediante la integración de diodos p-i-n como conmutadores.

3.1. Diseño de la superficie selectiva de polarización circular.

3.1.1. Definición.

Una superficie selectiva de polarización circular ideal (SSPC) refleja completamente ondas de polarización circular de un sentido, mientras que transmite completamente ondas de polarización circular del sentido ortogonal [1].

Las superficies selectivas de polarización circular pueden ser utilizadas para construir diplexores espaciales, filtros o convertidores de polarización circular [2]. Otro posible campo de aplicación de las SSPC es en los arreglos reflectivos tipo offset con el objetivo de mitigar la polarización cruzada provocada cuando su longitud focal es corta [3,4].

El concepto de superficie selectiva de polarización circular fue propuesto por Pierrot [5]. La celda unitaria de Pierrot (figura 3:1) está formada por dos alambres, cada uno de longitud $3\lambda/8$ ubicados en dos planos paralelos al frente de la onda incidente y separados a una distancia de $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda en la frecuencia de operación. Un segmento metálico de longitud $\lambda/4$ conecta ambos brazos, de tal forma que la celda unitaria

puede fabricarse doblando un alambre de longitud λ [6]. Cuando incide una onda plana de polarización circular, la separación de $\lambda/4$ asegura que las corrientes inducidas en los dos brazos ortogonales se sumen en fase o en contra fase dependiendo del sentido de la onda incidente. Si las corrientes en los brazos se suman en fase, la onda incidente de polarización circular se refleja completamente con el mismo sentido de polarización. Para el caso de la polarización circular ortogonal, se inducen corrientes de baja intensidad, por lo que la estructura es prácticamente transparente [7] para dicha polarización.

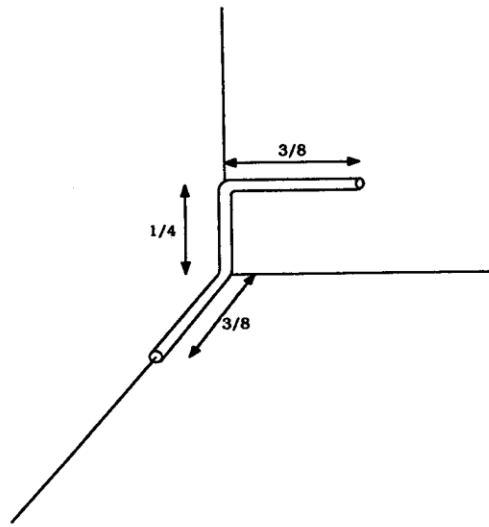


Figura 3:1: Celda unitaria de Pierrot de una SSPC izquierda (las longitudes están dadas en longitudes de onda) [8].

Durante los últimos años se han desarrollado diferentes propuestas de superficies selectivas de polarización circular basadas en la celda de Pierrot [6, 8–10], pero el desarrollo de estructuras planares compatibles con la tecnología de fabricación de circuitos impresos ha sido más limitado. Recientemente el desarrollo de superficies selectivas de polarización circular planares ha ganado relevancia, en [11] se presenta el desarrollo de una SSPC de cinco capas y en [12] se presenta el desarrollo de una SSPC de dos capas.

A diferencia de las SSPC basadas en la celda de Pierrot, las SPCC planares no requieren una estructura adicional para acoplar las capas, en cambio, basan su funcionamiento en el acoplamiento por la cercanía entre las capas.

3.1.2. Consideraciones teóricas [7].

Para explicar el funcionamiento de las SSPC planares, en primer lugar se considerará la respuesta en reflexión y transmisión de la estructura a ondas incidentes de polarización lineal.

Considérese una superficie selectiva de polarización circular planar normal al eje z . Las ondas incidentes y transmitidas se propagan a lo largo de la dirección negativa del eje z (z^-), mientras que las ondas reflejadas se propagan a lo largo de la dirección positiva del eje z (z^+), teniendo en cuenta que las ondas son armónicas en el tiempo con un factor $e^{j\omega t}$, las componentes lineales de las ondas circulares se relacionan de acuerdo a la siguientes ecuaciones matriciales:

$$\begin{bmatrix} E_D^{i,t} \\ E_I^{i,t} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^{i,t} \\ E_y^{i,t} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} E_D^r \\ E_I^r \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^r \\ E_y^r \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

donde E es el campo eléctrico y los superíndices i , t y r denotan las ondas incidente, transmitida y reflejada, respectivamente. Los subíndices x y y denotan las componentes lineal horizontal y lineal vertical. Los subíndices D e I denotan la onda con polarización circular derecha y la onda con polarización circular izquierda.

Los coeficientes de transmisión y de reflexión para las componentes lineales se expresan como:

$$\begin{bmatrix} E_x^t \\ E_y^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{xx} & t_{xy} \\ t_{yx} & t_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^i \\ E_y^i \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} E_x^r \\ E_y^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{xx} & r_{xy} \\ r_{yx} & r_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^i \\ E_y^i \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

por otro lado, los coeficientes de transmisión y reflexión de las ondas circulares son:

$$\begin{bmatrix} E_D^t \\ E_I^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{DD} & t_{DI} \\ t_{ID} & t_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_D^i \\ E_I^i \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} E_D^r \\ E_I^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{DD} & r_{DI} \\ r_{ID} & r_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_D^i \\ E_I^i \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

t denota los coeficientes de transmisión y r los coeficientes de reflexión. Los subíndices xx , DD , yy e II designan los coeficientes de dispersión para las ondas co-polares y los subíndices xy , DI , yx e ID designan los coeficientes de dispersión para las ondas de polarización cruzada.

Sustituyendo las ecuaciones 3.1 y 3.2 en las ecuaciones 3.5 y 3.6, se pueden obtener las ecuaciones que modelan la transmisión y reflexión de las ondas de polarización circular a partir de sus componentes lineales (x y y):

$$\begin{bmatrix} E_D^t \\ E_I^t \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (t_{xx} + t_{yy}) + j(t_{xy} - t_{yx}) & (t_{xx} - t_{yy}) - j(t_{xy} + t_{yx}) \\ (t_{xx} - t_{yy}) + j(t_{xy} - t_{yx}) & (t_{xx} + t_{yy}) - j(t_{xy} + t_{yx}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_D^i \\ E_I^i \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} E_D^t \\ E_I^t \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (r_{xx} - r_{yy}) + j(r_{xy} + r_{yx}) & (r_{xx} + r_{yy}) - j(r_{xy} - r_{yx}) \\ (r_{xx} + r_{yy}) + j(r_{xy} - r_{yx}) & (r_{xx} - r_{yy}) - j(r_{xy} + r_{yx}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_D^i \\ E_I^i \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Una SSPC ideal refleja completamente ondas de polarización circular de un sentido y transmite completamente las ondas circulares del sentido ortogonal. Para analizar este tipo de estructuras, sin perder generalidad, se considerará una SSPC derecha, de tal forma que al ser excitada por dos ondas de polarización circular de forma simultánea, reflejará la onda derecha y será transparente para la onda izquierda.

Para el caso de las SSPC basadas en la celda unitaria de Pierrot, se cumplen las siguientes condiciones:

$$t_{xx} = t_{yy} = jt_{yx} = -jt_{xy} \quad (3.9)$$

$$|t_{xx}| = |t_{xy}| = |t_{yx}| = |t_{yy}| = 0.5 \quad (3.10)$$

$$r_{xy} = r_{yx} = -jr_{xx} = jr_{yy} \quad (3.11)$$

$$|r_{xx}| = |r_{xy}| = |r_{yx}| = |r_{yy}| = 0.5 \quad (3.12)$$

De acuerdo a las ecuaciones 3.10 y 3.12, todos los coeficientes de reflexión y transmisión deben tener una magnitud igual a 0.5 [1]. En otras palabras, la mitad de la potencia incidente de una onda polarizada linealmente debe reflejarse o transmitirse adquiriendo la polarización ortogonal a la de onda incidente.

Si se utilizan dos arreglos ortogonales para polarización lineal en la implementación de la SSPC (como los dos brazos ortogonales de la celda de Pierrot), la dispersión de la polarización cruzada provoca que se necesite un mecanismo de acoplamiento para que haya transferencia de energía (en la celda de Pierrot el segmento de $\lambda/4$ cumple con dicha función).

La ecuación 3.9 muestra que los coeficientes de transmisión co-polar están en fase, es decir: $\varphi(t_{xx}) = \varphi(t_{yy})$. Por otro lado, las ecuaciones 3.9 y 3.11 nos indican que hay una diferencia de fase de 90° entre la reflexión y la transmisión co-polar y cruzada. En la celda de Pierrot la diferencia de fase entre la onda co-polar y la cruzada puede ser atribuida a la separación de $\lambda/4$ entre los brazos de la celda.

3.1.3. Parámetros de simulación.

Se consideraron las siguientes condiciones para la simulación de los arreglos de ranuras anulares:

1. **Unidades:** se consideró que las dimensiones de longitud están medidas en milímetros ($[mm]$), la frecuencia en gigahertz $[GHz]$ y el tiempo en segundos ($[s]$).
2. **Material de fondo (*background material*):** el material en el que encuentran inmersa la SSPC es el espacio libre, en el simulador este material es denominado como *Normal* y sus características electromagnéticas son $\varepsilon_r = 1$ y $\mu_r = 1$.

3. **Rango de frecuencias:** El rango de frecuencias de simulación estuvo comprendido entre 17 y 22 [GHz].
4. **Materiales:** Se consideró que el material conductor es ideal (*PEC-Perfect Electric Conductor*), esto quiere decir que su conductividad es infinita y su resistividad eléctrica es nula ($\rho = 0$). El sustrato dieléctrico utilizado fue taconic con permitividad dieléctrica $\varepsilon_r = 2.5$ [1].
5. **Condiciones de frontera:** Dado que la estructura diseñada es un arreglo periódico infinito, a lo largo de los ejes x y y se definieron condiciones de frontera de celda unitaria, y para el eje z como abierta.

3.1.4. Propuesta de celda unitaria basada en ranuras anulares.

La celda unitaria de la superficie selectiva de polarización circular presentada en [7] es uno de los primeros desarrollos de estructuras planares, sin embargo, el uso de anillos metálicos evita que la estructura pueda ser reconfigurable, ya que impide la integración de las líneas de alimentación de los diodos p-i-n. El primer paso en el proceso de diseño de una SSPC basada en ranuras anulares consistirá en estudiar la respuesta a ondas de polarización lineal de la SSPC basada en anillos metálicos presentada en [7]. La geometría de la celda unitaria se presenta en la figura 3:2 y sus dimensiones se presentan en la tabla 8.

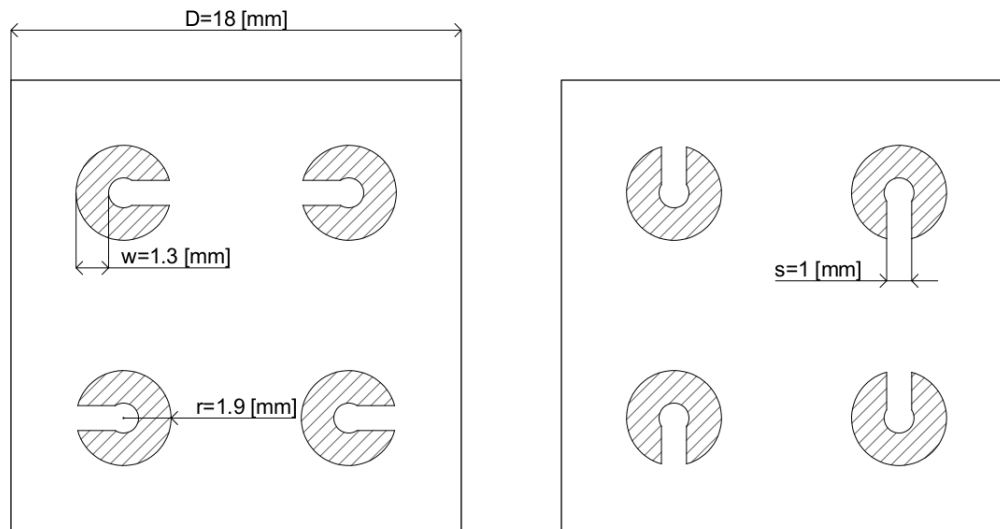
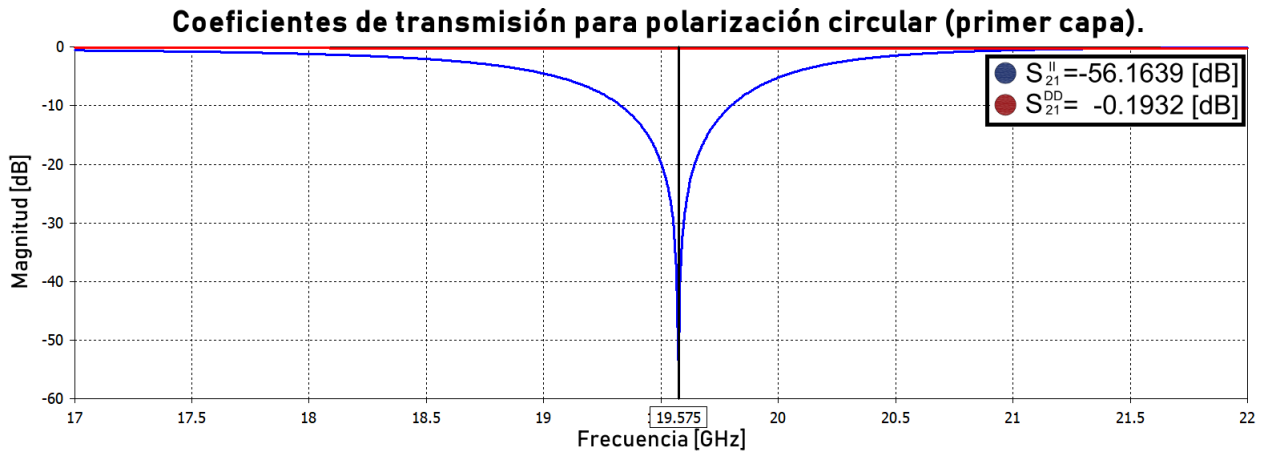
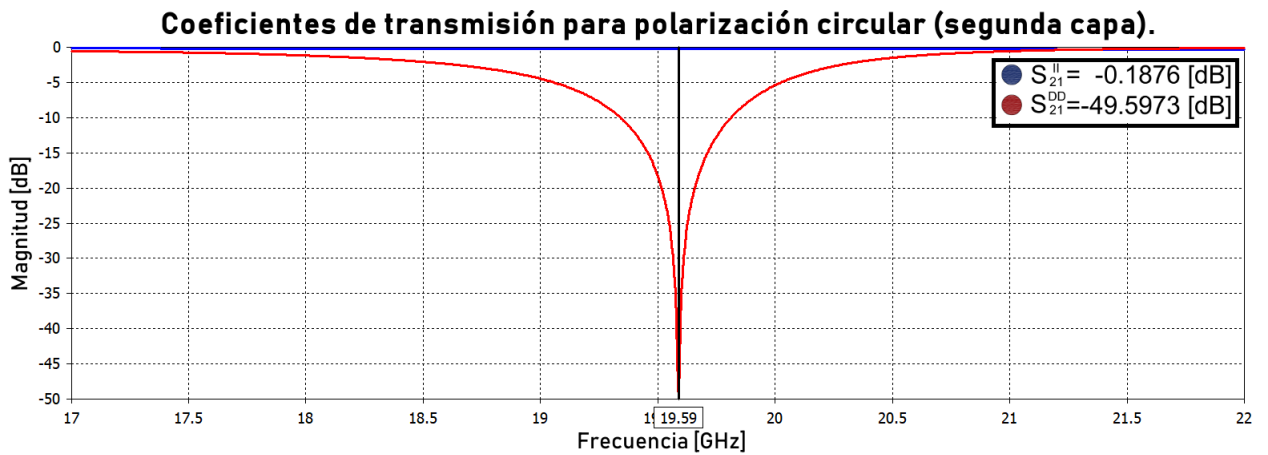


Figura 3:2: Celda unitaria basada de la SSPC basada en anillos metálicos: (a) primera capa y (b) segunda capa [7].

La celda unitaria está compuesta por dos capas, cada una de ellas con cuatro anillos metálicos con un corte. Entre dos anillos vecinos, existe una diferencia en la posición angular del corte de 180° , además, entre los elementos de la primera capa y la segunda capa la diferencia en la posición angular del corte es de 90° .

Tabla 8: DIMENSIONES GEOMÉTRICAS DE LA CELDA UNITARIA [7].

Parámetro geométrico	Dimensión [mm]	Descripción
D	18	Periodo de la celda unitaria
w	1.3	Espesor de los anillos
r	1.9	Radio de los anillos
s	1	Espesor del corte
t_d	0.13	Espesor del dieléctrico
t_c	0.1	Espesor del conductor
h	2	Distancia entre las capas

**Figura 3:3:** Respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión de la primera capa de la SSPC basada en anillos metálicos propuesta en [7].**Figura 3:4:** Respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión de la segunda capa de la SSPC basada en anillos metálicos propuesta en [7].

La gráfica de los parámetros de transmisión para las ondas de polarización lineal vertical y horizontal al excitar únicamente la primer capa se presenta en la figura 3:3. Se

observa que para una frecuencia $f = 19.575$ [GHz] la onda de polarización lineal vertical se refleja completamente, mientras que la onda de polarización lineal horizontal se transmite con pérdidas de 0.193 [dB].

Por otro lado, la gráfica de los coeficientes de transmisión para las ondas de polarización lineal vertical y horizontal al excitar solamente la segunda capa se presenta en la figura **3:4**. En este caso, para una frecuencia $f = 19.59$ [GHz] la onda de polarización lineal horizontal se refleja completamente, mientras que la onda de polarización lineal vertical se transmite con pérdidas de 0.187 [dB].

La conclusión obtenida al analizar cada una de las capas de la SSPC propuesta en [7] de forma independiente y con ondas de polarización lineal, es que la estructura basada en ranuras anulares debe ser de por lo menos dos capas, debido a que la primer capa debe reflejar una de las componentes lineales, ya sea la lineal horizontal o la lineal vertical; mientras que, la segunda capa reflejará la componente lineal que sí se transmitió a través de la primer capa.

Para replicar el comportamiento de la SSPC basada en anillos metálicos se propuso una celda unitaria de dos capas cuyo elemento base es un anillo ranurado con un stub y un capacitor (figura **3:5**). La segunda capa equivale a la primer capa después de sufrir una rotación de 90 [°].

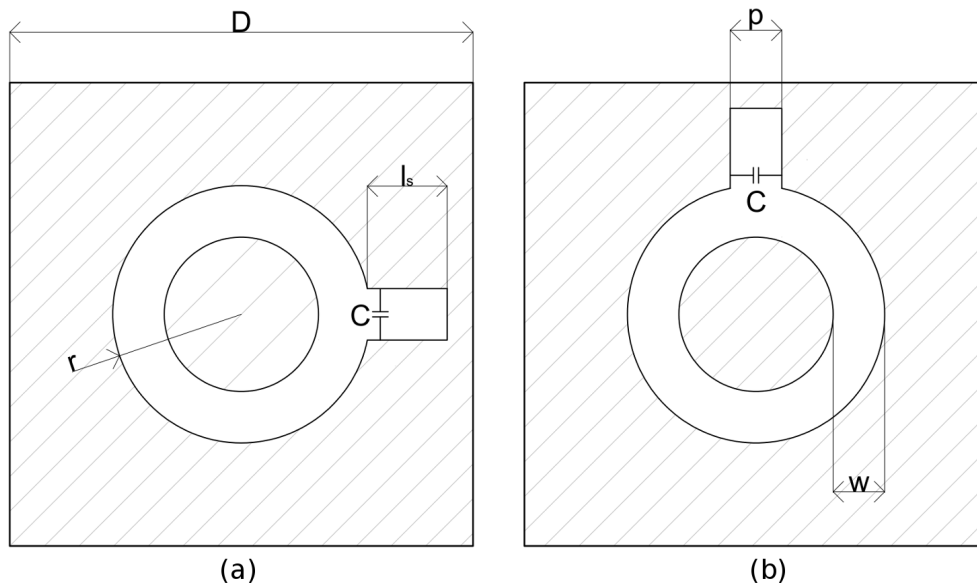


Figura 3:5: Propuesta de la celda unitaria para una SSPC basada en anillos ranurados : (a) primer capa y (b) segunda capa.

La primera capa del arreglo será transparente para la onda de polarización lineal vertical, mientras que la onda de polarización lineal horizontal tendrá que interactuar con el stub y el capacitor que están alineados a lo largo del eje x , por lo tanto será reflejada (figura **3:6** (a)).

En la segunda capa se presentará un fenómeno análogo, pero, en esta ocasión, la capa será transparente para la onda de polarización lineal horizontal y la onda de polarización lineal vertical será reflejada (figura 3:6 (b)).

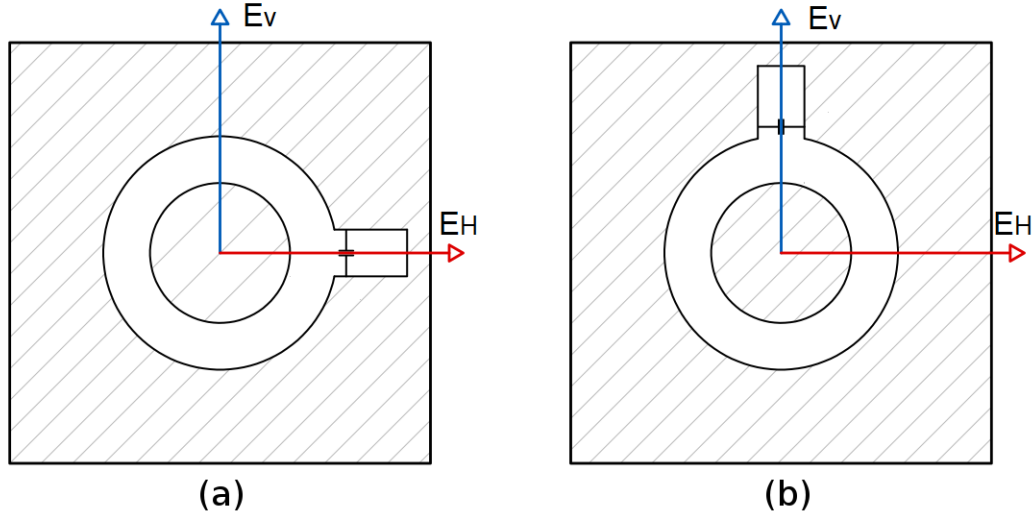


Figura 3:6: Incidencia de las ondas de polarización lineal en la celda unitaria propuesta: (a) primer capa y (b) segunda capa.

Sintonización del anillo resonante.

La primera etapa del proceso de diseño de la superficie selectiva de polarización circular consistió en variar las dimensiones geométricas de la ranura anular (r y w), de tal forma que la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal vertical (componente ortogonal al stub en la estructura completa) fuera lo más cercana posible a 20.5 [GHz]. Los parámetros del sustrato dieléctrico utilizado en las simulaciones se presentan en la tabla 9. El conductor utilizado fue ideal ($\sigma = \infty$) con un espesor $t_c = 0.1$ [mm].

Tabla 9: CARACTERÍSTICAS DEL SUSTRATO DIELECTRICO.

Parámetro	Valor	Descripción
ϵ_r	2.6 [1]	Permitividad dieléctrica
t	0.13 [mm]	Espesor

Mediante un proceso de barrido paramétrico se encontró que cuando el radio del anillo ranurado es de $r = 2.682$ [mm] con un espesor de $w = 0.5$ [mm], la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal vertical (figura 3:7) es de $f = 20.498$ [GHz].

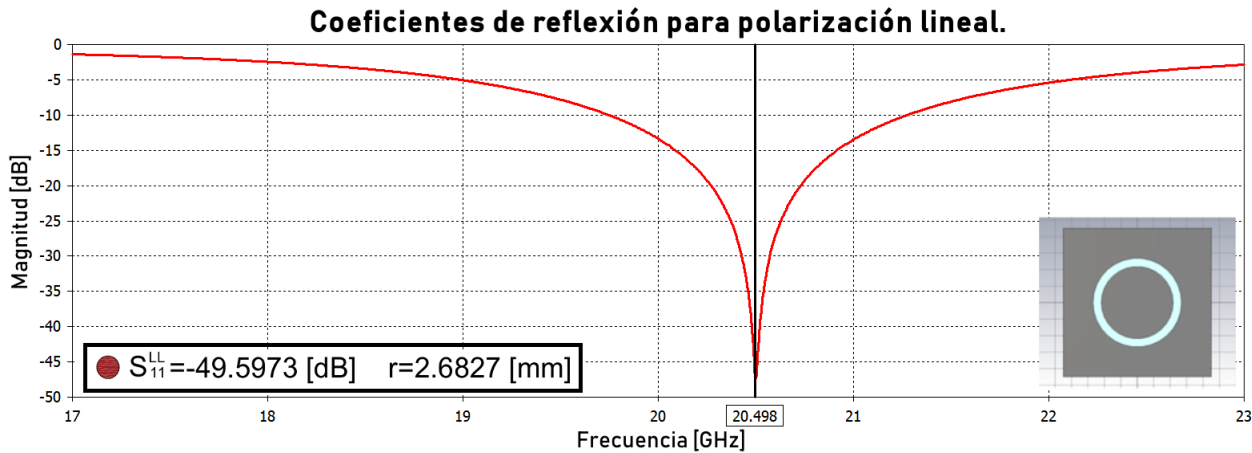


Figura 3:7: Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión.

Sintonización del anillo resonante con stub y capacitor.

Una vez que se sintonizó la ranura anular, se procedió a añadir el stub y el capacitor. El ancho del stub se mantuvo fijo, con un valor de $p = 0.5$ [mm]. Modificando el largo del stub (l_s) y de la capacitancia (C) se sintonizó la estructura de tal forma que la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión de la onda de polarización lineal horizontal (componente paralela al stub) fuera de $f_r = 24.498$ [GHz].

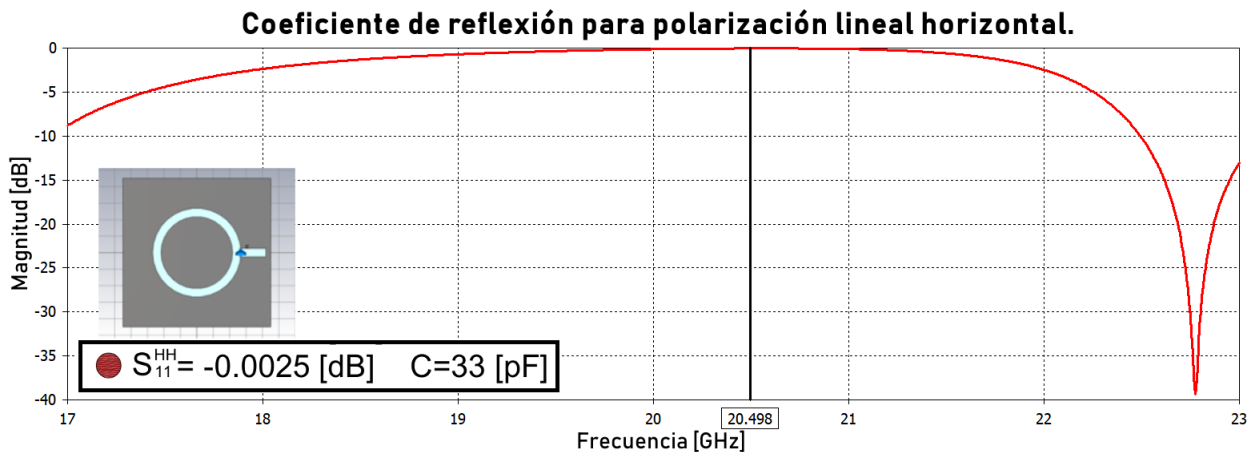


Figura 3:8: Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión.

Mediante un proceso de barrido paramétrico se encontró que el valor óptimo de la longitud del stub es de $l_s = 1.62$ [mm] y el valor óptimo de la capacitancia es de $C = 33$ [pF]. Las pérdidas en la frecuencia de resonancia son de 0.0025 [dB].

Al rotar la celda unitaria en 90 [°], el comportamiento de la estructura se invierte, ya que ahora refleja la onda de polarización lineal vertical mientras transmite la onda de polarización lineal horizontal.

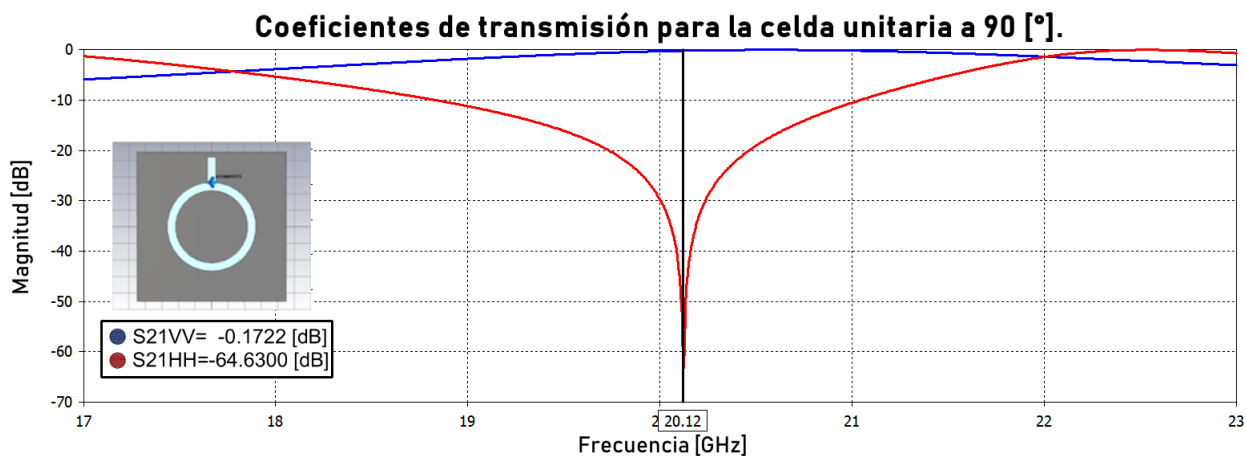


Figura 3:9: Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión.

Simulación de la estructura de dos capas.

Para verificar el funcionamiento de la estructura de dos capas, se excitó la estructura con dos ondas de polarización circular: una izquierda y otra derecha, de forma simultánea. Como primera aproximación, la distancia entre las dos capas de la superficie selectiva de polarización circular fue de $d = 2$ [mm].

Los resultados de la simulación muestran que la estructura aún no se comporta como una superficie selectiva de polarización ya que la frecuencia de resonancia de sus coeficientes de reflexión es prácticamente la misma ($f_r = 20.06$ [GHz] para la onda derecha y $f_r = 20.174$ [GHz] para la onda izquierda).

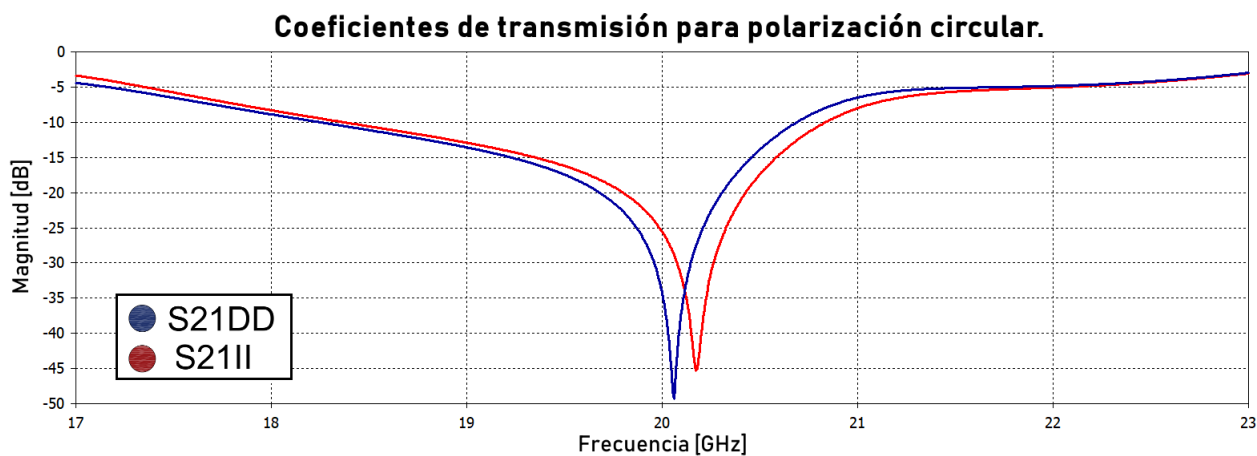


Figura 3:10: Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión para las ondas de polarización circular izquierda y derecha.

Se modificó la distancia entre las dos capas del arreglo en un intervalo $0 < d < 3$ [mm], sin embargo no se obtuvieron resultados óptimos.

3.1.5. Celda unitaria de cuatro elementos.

Para mejorar el acoplamiento entre los elementos del arreglo, se utilizó la misma técnica que la empleada en [7], por lo tanto, la celda unitaria estará compuesta por cuatro elementos. Entre dos elementos adyacentes, hay una diferencia de 180° , esto provoca que las corrientes resonantes fluyan en direcciones opuestas.

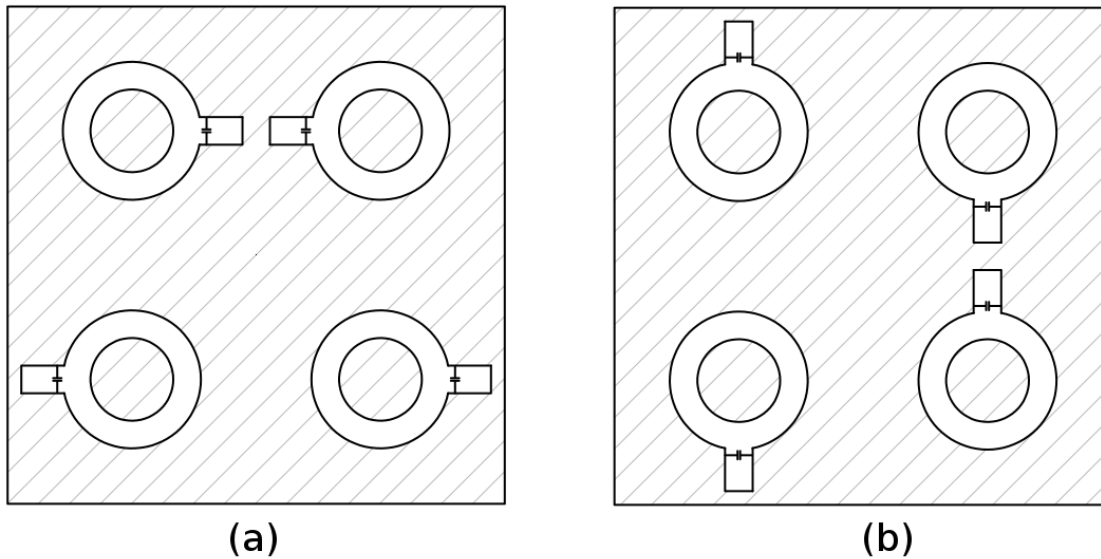


Figura 3:11: Celda unitaria de cuatro elementos: (a) primer capa y (b) segunda capa.

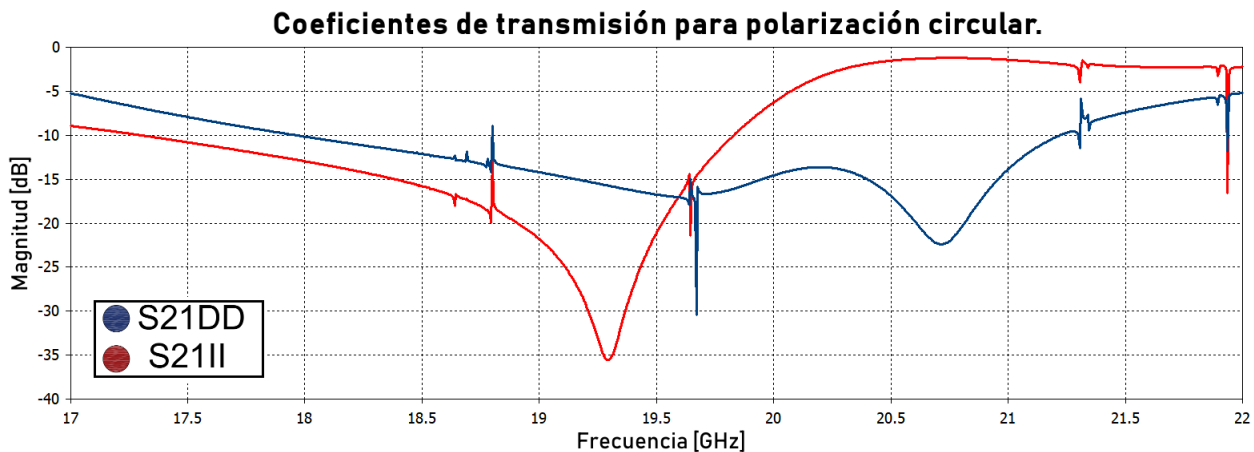


Figura 3:12: Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión para la celda unitaria de cuatro elementos.

Los resultados de la simulación de la celda unitaria de cuatro elementos excitada por ondas de polarización circular para $d = 2$ [mm] se presenta en la figura 3:12, se observa que el comportamiento de la estructura es más cercano al de una SSPC, sin embargo aún no es completamente óptimo.

Para alcanzar el objetivo planteado, se procedió a sintonizar la estructura, las variables a optimizar fueron el radio de las ranuras (r), el espesor de las ranuras (w), la longitud del stub (l_s), la capacitancia (C) y la distancia entre las capas (d). El periodo de la celda unitaria fue de $D = 18$ [mm]. Los valores óptimos se presentan en la tabla 10.

Tabla 10: VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS DE LA CELDA UNITARIA DE CUATRO ELEMENTOS.

Parámetro	Valor
D	18 [mm]
r	3.098 [mm]
w	1 [mm]
l_s	1.32[mm]
C	36.2 [pF]
d	3.6 [mm]
p	0.5 [mm]

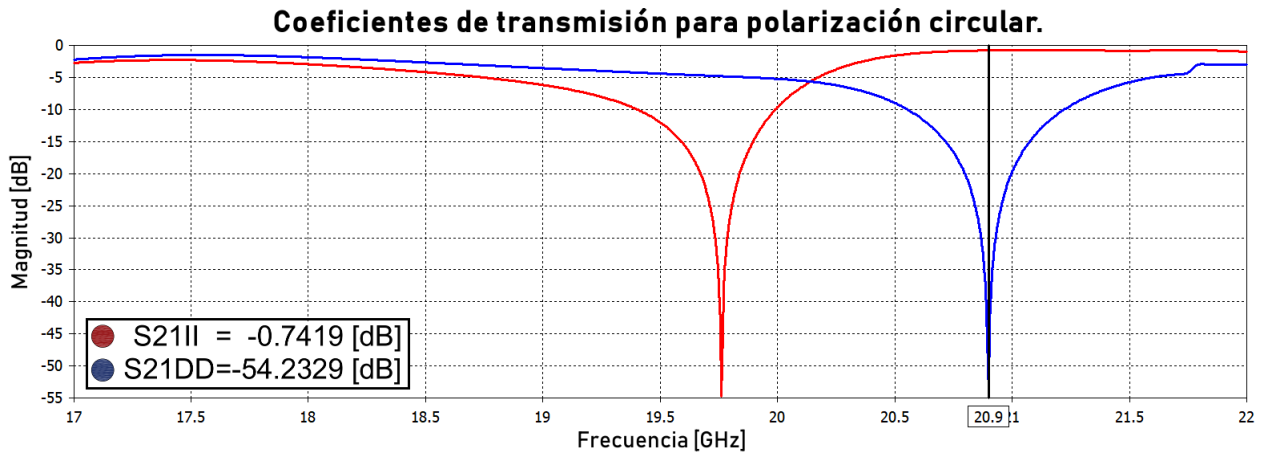


Figura 3:13: Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de transmisión de la celda unitaria de cuatro elementos óptima.

La respuesta en frecuencia de la estructura geométrica óptima se presenta en la figura 3:13. Para la frecuencia $f = 20.9$ [GHz], la onda de polarización circular izquierda se transmite con pérdidas de 0.74 [dB], mientras que la onda de polarización circular derecha es reflejada completamente.

3.2. Análisis de la superficie selectiva de polarización circular.

Una vez que se ha encontrado la estructura que presenta un comportamiento óptimo, se procederá a analizar su funcionamiento mediante el concepto de diagrama de flujo de señales y del teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas.

3.2.1. Diagramas de flujo de señales.

La relación entre las ondas incidentes y reflejadas de una red de microondas puede ser representada mediante la matriz S , también conocida como matriz de dispersión. Por otro lado, matrices como la de transmisión (matriz ABCD), la de impedancia (matriz Z) y la de admitancia (matriz Y) pueden ser utilizadas para modelar la interconexión entre diferentes redes de microondas. En esta sección se discutirá un método adicional para el análisis de redes de microondas en términos de las ondas transmitidas y reflejadas: los diagramas de flujo de señales. En primer lugar se discutirán las características y el método de construcción del diagrama.

El diagrama o grafo de flujo de señales es una representación gráfica del conjunto de ecuaciones que describen a un sistema, así como el sentido de transmisión de sus señales. Las componentes principales de un diagrama de flujo de señales son los nodos y las ramas:

- **Nodos:** Cada puerto i de una red de microondas tiene dos nodos asociados: a_i y b_i . Los nodos a_i son utilizados para identificar la onda que incide a la red desde el puerto i , mientras que, los nodos b_i son utilizados para identificar la onda que se refleja cuando la red es excitada desde el puerto i . El voltaje en un modo es igual a la suma de todas la señales que inciden en ese nodo.
- **Ramas:** Una rama identifica la trayectoria entre dos nodos, de uno hacia otro. Cada rama tiene asociado un parámetro de dispersión o un coeficiente de reflexión.

En la figura 3:14 se presenta el diagrama de flujo de señales de una red arbitraria de dos puertos. El diagrama de flujo de señales ilustra intuitivamente el comportamiento de la red de microondas.

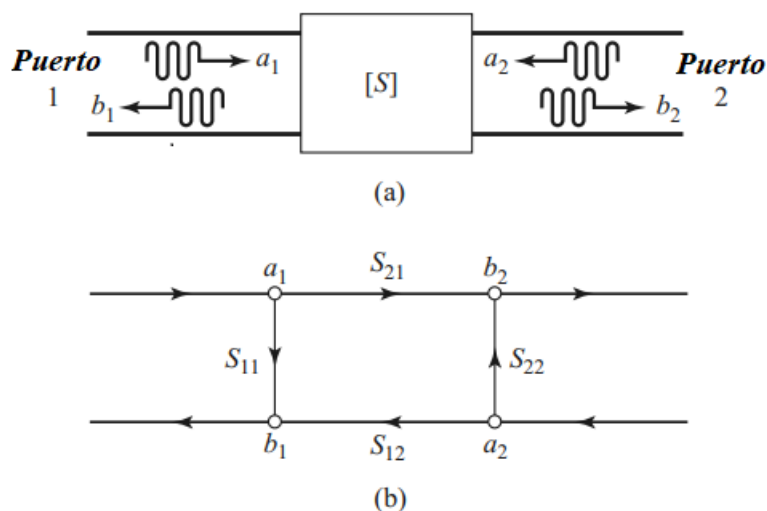


Figura 3:14: (a) Red de microondas de dos puertos y (b) diagrama de flujo de señales de la red [13].

Por ejemplo, una onda de amplitud a_1 que incide en el puerto 1 es dividida, una parte es reflejada hacia el nodo b_1 y está representada por el parámetro S_{11} ; la otra parte es transmitida al nodo b_2 y es representada por el coeficiente S_{21} .

En el nodo b_2 , la onda sale del puerto 2; si en dicho puerto hay una carga con coeficiente de reflexión de salida diferente de cero, una parte de la onda será reflejada parcialmente para reingresar a la red de dos puertos en el nodo a_2 . Una parte de la onda se refleja hacia el puerto 2, este parámetro es representado como S_{22} , la parte que se transmite hacia el puerto 1 se representa como S_{12} .

Una vez que se ha representado una red de microondas en forma de su diagrama de flujo de señales se utiliza la regla de Mason para determinar su función de transferencia.

3.2.2. Regla de Mason.

La regla de Mason para reducir un diagrama de flujo de señales a una función de transferencia requiere de la aplicación de una fórmula. La fórmula de Mason tiene varios componentes que deben evaluarse, por lo que en primer lugar se estudiarán algunas definiciones básicas, para posteriormente estudiar el proceso de aplicación de la regla de Mason.

Terminología [14].

Se utilizará la figura 3:15 para ilustrar los diferentes términos utilizados para la aplicación de la regla de Mason.

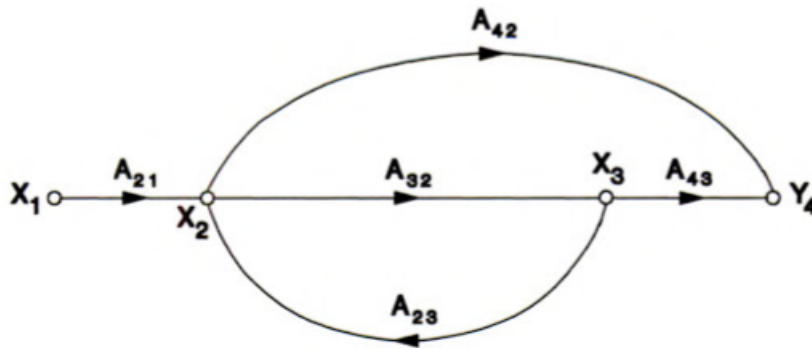


Figura 3:15: Ejemplo de un diagrama de flujo de señales [14].

- *Nodo de entrada o fuente:* Nodo del que sólo parten ramas (ej. X_1).
- *Nodo de salida o sumidero:* Nodo al que sólo llegan ramas (ej. Y_4).
- *Camino:* Comprende una sucesión continua y unidireccional de ramas, recorridas en el sentido de sus flechas, de forma que cada una de ellas es atravesada una sola vez. Un camino es directo cuando va de un nodo de entrada a otro de salida (ej. $A_{21} - A_{32} - A_{43}$).
- *Lazo:* Es un camino que empieza y termina en el mismo nodo (ej. $A_{32} - A_{23}$).

- *Ganancia de lazo*: Es el producto de la ganancia de todas las ramas que integran el lazo (ej. la ganancia del lazo $A_{32} - A_{23}$ es $A_{32} \cdot A_{23}$).

Proceso de aplicación de la regla de Mason.

Si la red de microondas tiene una entrada (X_1) y una salida (Y_1), el procedimiento para calcular la función de transferencia es el siguiente:

Paso 1 Señalar todos los los lazos del diagrama y determinar sus ganancia de lazo.

Paso 2 Calcular la función característica del diagrama (Δ):

$$\Delta = 1 + \sum_k (-1)^k P_k \quad (3.13)$$

en la que P_k es el producto de las ganancias de los k lazos que no tengan partes en común. donde

Paso 3 Calcular la ganancia de cada camino posible D_i .

Paso 4 Para cada uno de los caminos definidos en el paso anterior, se calculan las magnitudes (Δ_i), aplicando la ecuación 3.13 del paso 2, pero eliminando los lazos que tengan partes comunes con el camino D_i .

Paso 5 Determinar la función de transferencia, utilizando la siguiente ecuación:

$$H(s) = \frac{Y_n}{X_n} = \frac{\sum_i D_i \Delta_i}{\Delta} \quad (3.14)$$

Cuando una red de microondas tiene varias entradas o salidas, se debe aplicar de forma reiterada el procedimiento presentado, relacionando cada una de las entradas con cada una de las salidas.

Diagrama de flujo de señales del arreglo.

El arreglo reflectivo es excitado con una onda de polarización circular izquierda y una onda de polarización circular derecha de forma simultánea, por lo tanto, se consideran dos nodos por cada tipo de polarización.

Debido a que es un arreglo de dos capas, en el diagrama habrá nodos a la entrada y a la salida de cada capa. Únicamente se tomará en cuenta la excitación de los puertos Z_{max} a los puertos Z_{min} . A la salida de la segunda capa solo habrá dos nodos, por lo tanto, el diagrama de flujo de señales del arreglo reflectivo de dos capas tendrá 14 nodos.

En la tabla 11 se presentan las ramas del diagrama de flujo de señales, a partir de su nodo origen, su nodo destino y el parámetro S asociado.

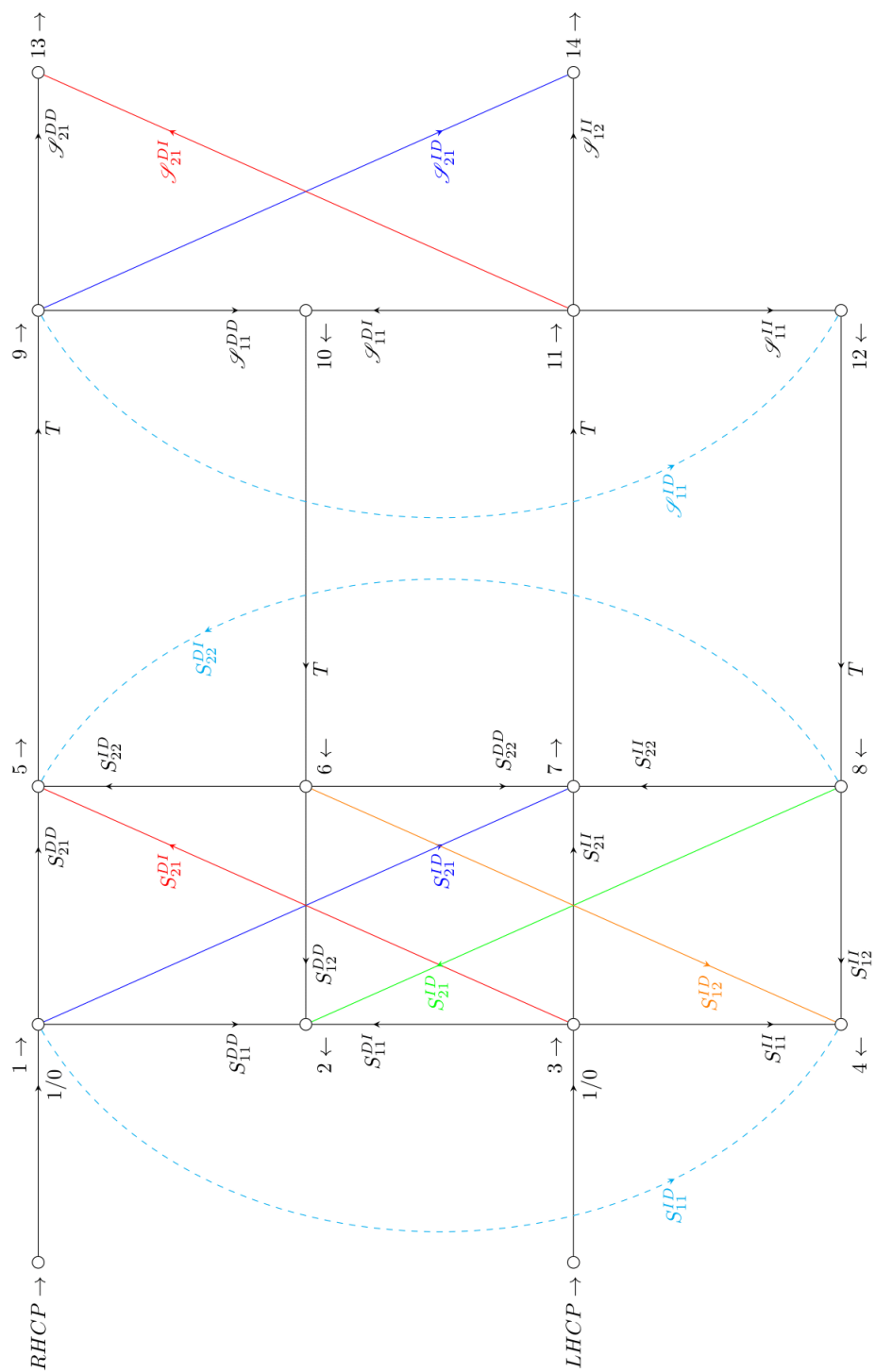


Figura 3:16: Diagrama de flujo de señales del arreglo propuesto.

Tabla 11: RAMAS DEL DIAGRAMA DE FLUJO DE SEÑALES DE LA SSPC.

Origen	Destino	Parámetro S	Origen	Destino	Parámetro S
1	5	S_{21}^{DD}	3	4	S_{11}^{II}
5	9	T	8	7	S_{22}^{II}
9	13	\mathcal{S}_{21}^{DD}	11	12	\mathcal{S}_{11}^{II}
1	2	S_{11}^{DD}	8	4	S_{12}^{II}
6	5	S_{22}^{DD}	12	8	T
9	10	\mathcal{S}_{11}^{DD}	1	7	S_{21}^{ID}
9	14	\mathcal{S}_{21}^{ID}	3	5	S_{21}^{DI}
6	2	S_{12}^{DD}	8	2	S_{21}^{ID}
10	6	T	6	4	S_{12}^{ID}
6	7	S_{22}^{ID}	8	5	S_{22}^{DI}
11	10	\mathcal{S}_{11}^{DI}	9	12	\mathcal{S}_{11}^{ID}
3	7	S_{21}^{II}	11	13	\mathcal{S}_{21}^{DI}
7	11	T	1	4	S_{11}^{ID}
11	14	\mathcal{S}_{21}^{II}	3	2	S_{11}^{DI}

Los parámetros de la segunda capa del arreglo se denotan por la letra \mathcal{S} . Se encontró que existen 28 posibles ramas en el diagrama de flujo de señales del arreglo reflectivo. El material que rodea a las dos capas del arreglo es el espacio libre, por lo que cuando las ondas se propagan entre las dos capas, únicamente cambiará su fase, el parámetro T modela el cambio de fase y está definido como:

$$T = e^{-jkd} \quad (3.15)$$

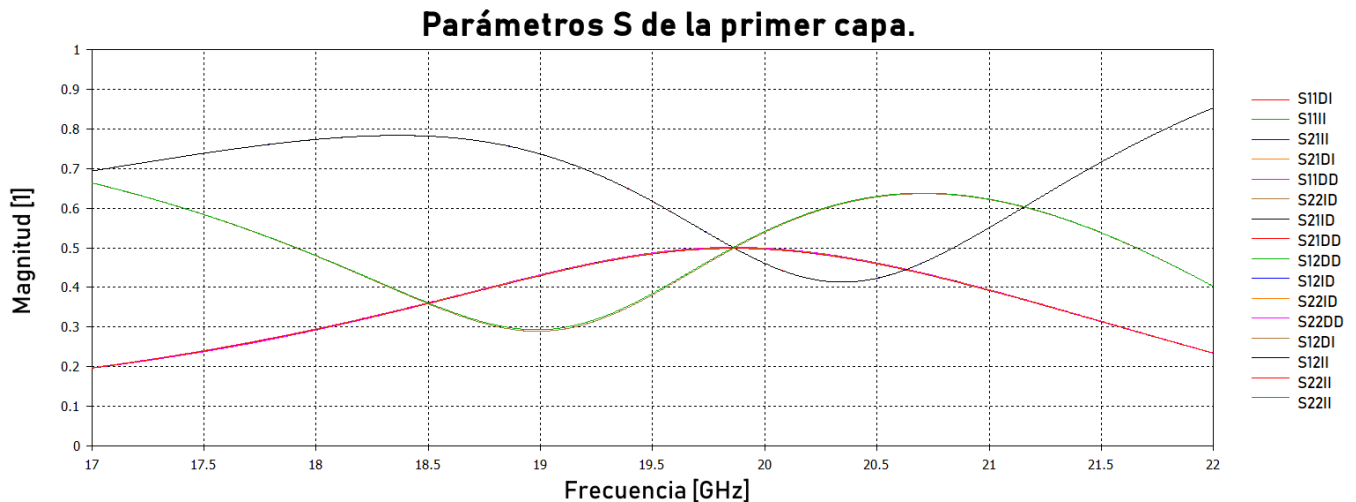


Figura 3:17: Magnitud lineal de los parámetros S de la primera capa de la superficie.

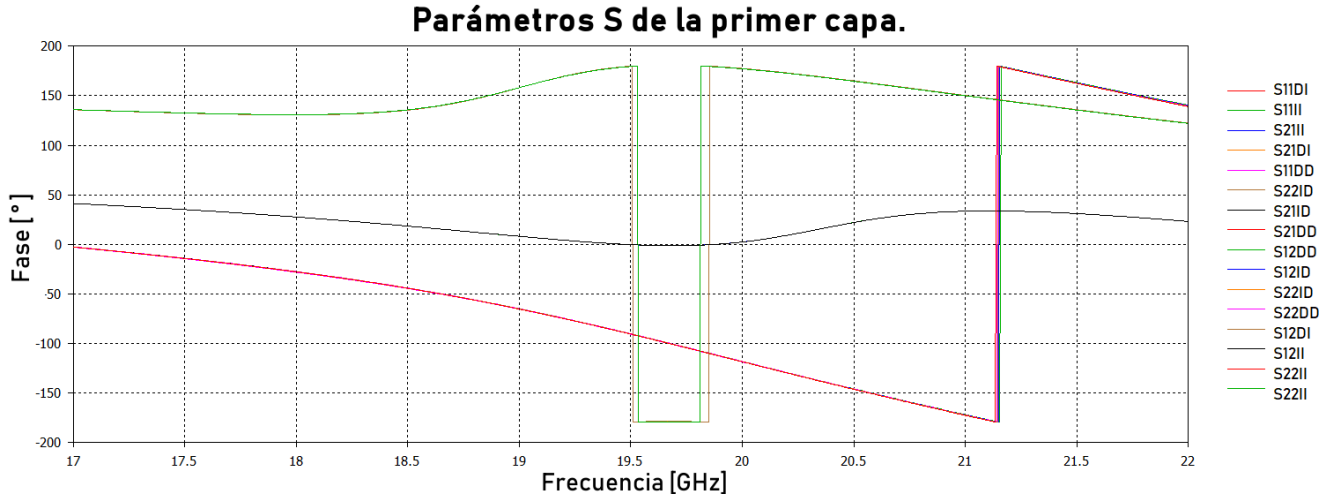


Figura 3:18: Fase de los parámetros S de la primer capa de la superficie.

El diagrama de flujo de señales del arreglo se presenta en la figura 3:16. La gráfica de la magnitud de los parámetros S de la primera capa de arreglo reflectivo se presenta en la figura 3:17, mientras que, en la figura 3:18 se presenta la gráfica de la fase.

Se encontró que hay grupos de parámetros S cuya magnitud y fase son iguales. Agrupando dichos parámetros se obtienen las siguientes relaciones:

$$S_{11}^{DI} = S_{11}^{ID} = S_{22}^{DI} = S_{22}^{ID} \quad (3.16)$$

$$S_{11}^{DD} = S_{11}^{II} = S_{22}^{DD} = S_{22}^{II} = S_{12}^{DI} = S_{12}^{ID} = S_{21}^{DI} = S_{21}^{ID} \quad (3.17)$$

$$S_{12}^{II} = S_{12}^{DD} = S_{21}^{DD} = S_{21}^{II} \quad (3.18)$$

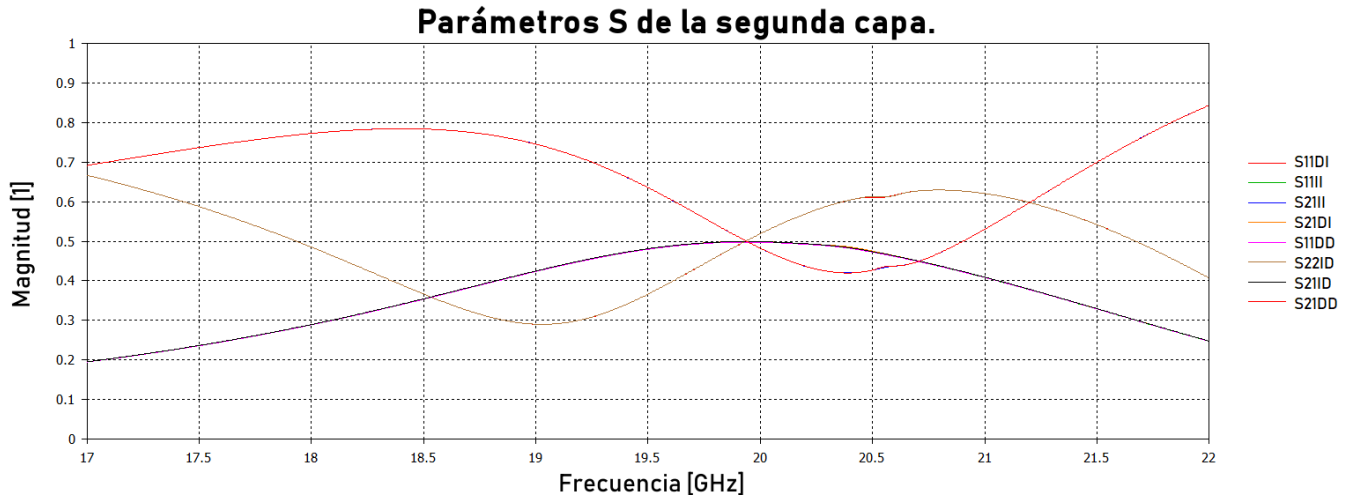


Figura 3:19: Magnitud de los parámetros S de la segunda capa de la superficie.

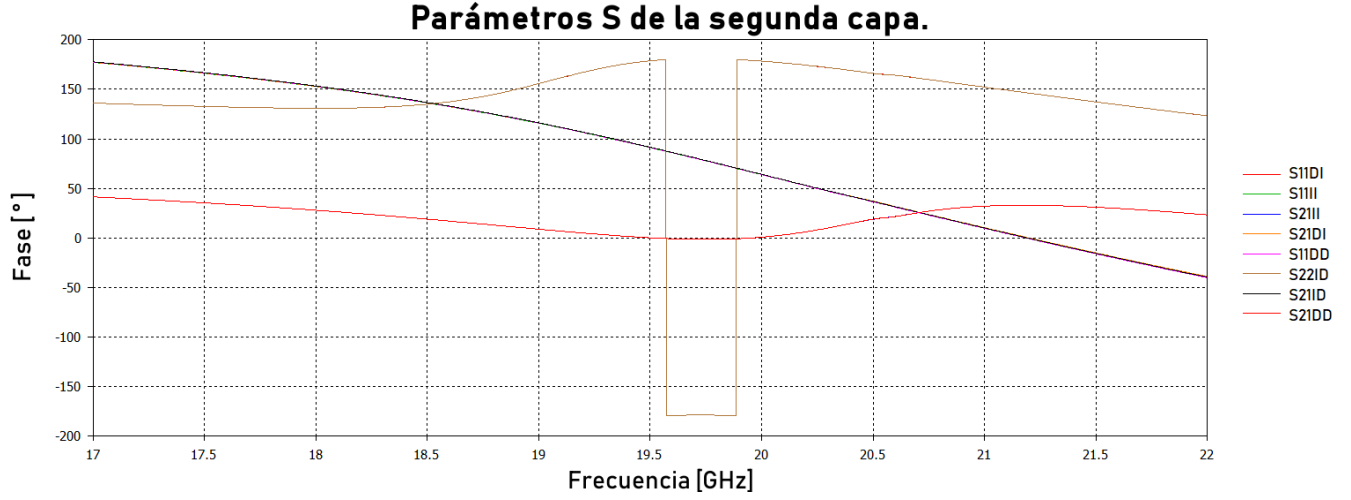


Figura 3:20: Fase de los parámetros S de la segunda capa de la superficie.

Se realizó el mismo proceso para los parámetros S de la segunda capa (la gráfica de la magnitud se presenta en la figura 3:19 y la fase en la figura 3:20), encontrándose las siguientes igualdades:

$$\mathcal{S}_{11}^{DI} = \mathcal{S}_{11}^{ID} \quad (3.19)$$

$$\mathcal{S}_{11}^{DD} = \mathcal{S}_{11}^{II} = \mathcal{S}_{21}^{DI} = \mathcal{S}_{21}^{ID} \quad (3.20)$$

$$\mathcal{S}_{21}^{DD} = \mathcal{S}_{21}^{II} \quad (3.21)$$

Agrupando los parámetros de las dos capas que tienen la misma magnitud y fase:

$$S_{11}^{DI} = S_{11}^{ID} = S_{22}^{DI} = S_{22}^{ID} = \mathcal{S}_{11}^{DI} = \mathcal{S}_{11}^{ID}$$

$$S_{12}^{II} = S_{12}^{DD} = S_{21}^{DD} = S_{21}^{II} = \mathcal{S}_{21}^{DD} = \mathcal{S}_{21}^{II}$$

En el caso de los parámetros restantes existe una diferencia de fase 180 $^{\circ}$ entre el parámetro de la primera capa y su equivalente en la segunda capa, la cual puede ser expresada mediante la adición de un signo negativo en los parámetros de la segunda capa:

$$\mathcal{S}_{11}^{DD} = \mathcal{S}_{11}^{II} = \mathcal{S}_{21}^{DI} = \mathcal{S}_{21}^{ID} = -S_{11}^{DD} = -S_{11}^{II} = -S_{22}^{DD} = -S_{22}^{II} = -S_{12}^{DI} = -S_{12}^{ID} = -S_{21}^{DI} = -S_{21}^{ID}$$

En un medio sin pérdidas los coeficientes de reflexión y transmisión se relacionan de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\mathbb{T} = 1 + \Gamma \quad (3.22)$$

para los parámetros del arreglo:

$$S_{21}^{DD} = 1 + S_{11}^{ID} \quad (3.23)$$

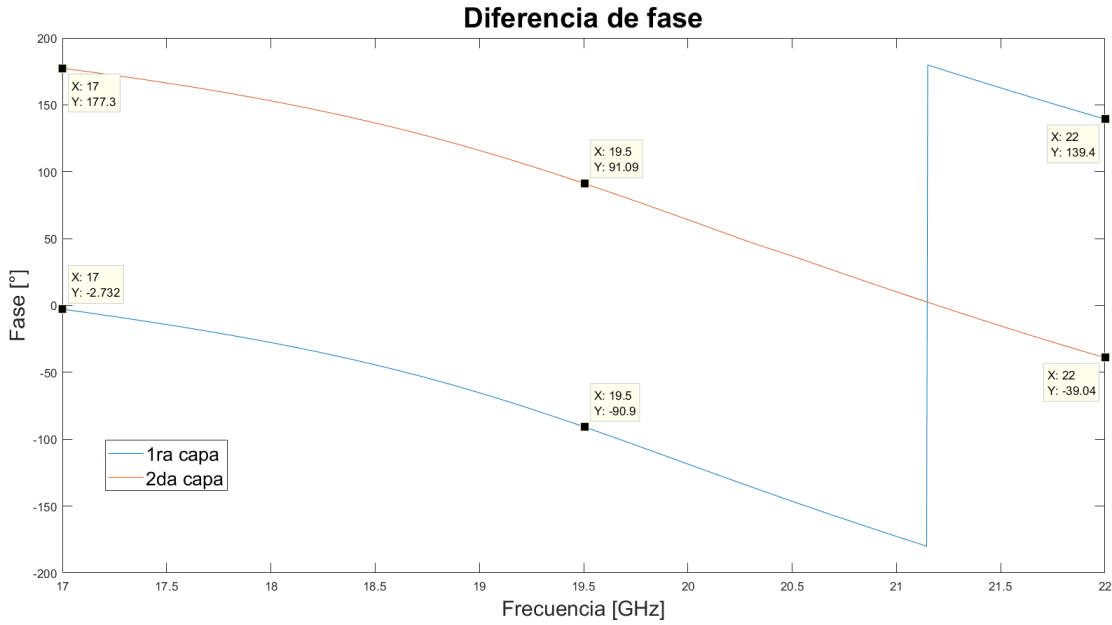


Figura 3:21: Diferencia de fase entre los parámetros S_{11}^{DD} (primera capa) y \mathcal{S}_{11}^{DD} (segunda capa).

Para verificar la ecuación 3.23, se programó una rutina de postprocesamiento en el software de simulación electromagnética, las gráficas obtenidas se presentan en las figuras 3:22 y 3:23. T representa al parámetro S_{21}^{DD} y R al parámetro S_{11}^{ID} .

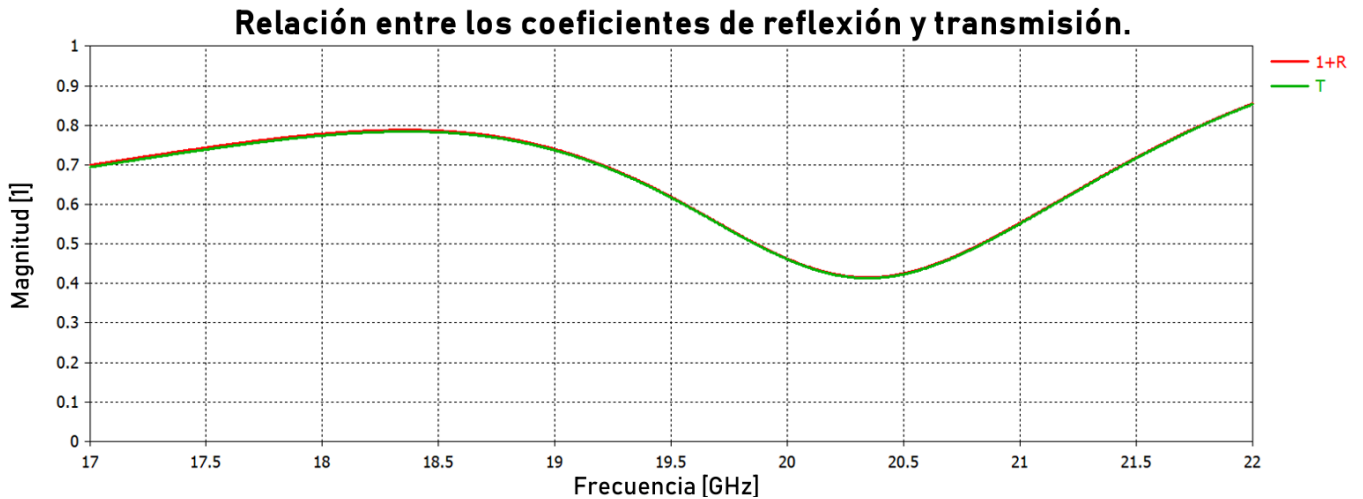


Figura 3:22: Relación en magnitud de los parámetros de reflexión y transmisión.

La conclusión de dicho proceso fue que se cumple la hipótesis planteada, por lo tanto, para simplificar el proceso de aplicación de la regla de Mason, las funciones de transferencia quedarán expresadas en función de tres parámetros del arreglo:

$$\mathcal{H}(S) = \mathcal{H}(S_{11}^{ID}, S_{11}^{DD}, T) \quad (3.24)$$

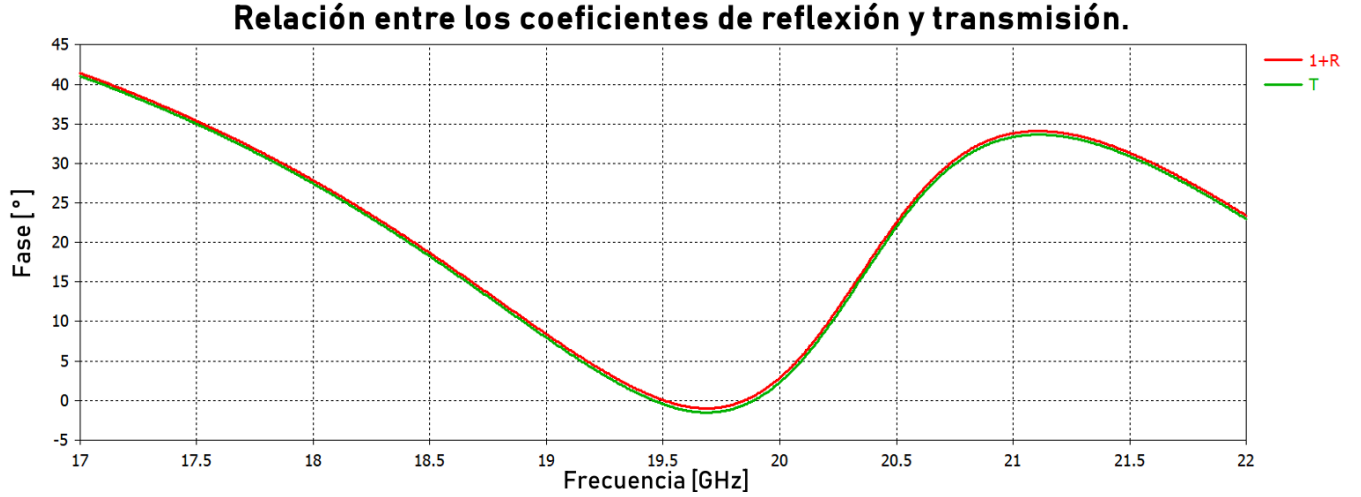


Figura 3:23: Relación en fase de los parámetros de reflexión y transmisión.

Utilizando la regla de Mason se obtuvieron las funciones de transferencia que modelan la transmisión y la reflexión de las ondas en el arreglo reflectivo. Debido a que la estructura se excita con dos ondas, una de polarización circular izquierda y una de polarización circular derecha, se calcularon 8 funciones de transferencia.

En primer lugar se calcularon las funciones de transferencia que modelan la transmisión cuando las ondas circulares mantienen su polarización:

$$\mathcal{H}_{\text{T}}^{DD} = \mathcal{H}_{\text{T}}^{II} = \frac{T \left((S_{11}^{ID} + 1)^2 - S_{11}^{DD^2} \right)}{S_{11}^{DD^2} T^2 - S_{11}^{ID^2} T^2 + 1} \quad (3.25)$$

Las funciones de transferencia que modelan la transmisión cuando la onda incidente cambia de polarización al propagarse a través de la estructura son:

$$\mathcal{H}_{\text{T}}^{ID} = \mathcal{H}_{\text{T}}^{DI} = 0 \quad (3.26)$$

De forma análoga, se calcularon las funciones de transferencia que modelan la reflexión cuando las ondas circulares mantienen su polarización:

$$\mathcal{H}_{\text{R}}^{DD} = \mathcal{H}_{\text{R}}^{II} = -\frac{S_{11}^{DD} (T^2 - 1)}{S_{11}^{DD^2} T^2 - S_{11}^{ID^2} T^2 + 1} \quad (3.27)$$

Las funciones de transferencia que modelan la reflexión cuando la onda incidente cambia de polarización al propagarse a través de la estructura son:

$$\mathcal{H}_{\text{R}}^{ID} = \mathcal{H}_{\text{R}}^{DI} = \frac{-2S_{11}^{DD^2} T^2 + 2S_{11}^{ID^2} T^2 + S_{11}^{DD} T^2 + S_{11}^{ID}}{S_{11}^{DD^2} T^2 - S_{11}^{ID^2} T^2 + 1} \quad (3.28)$$

Al analizar las funciones de transferencia obtenidas, se concluye que la propagación debe ser igual para la onda con polarización circular izquierda y para la onda con polarización

circular derecha, esto se puede verificar incrementando la distancia entre las dos capas del arreglo reflectivo.

Se incrementó la distancia entre las placas a $d = 7.2$ [mm] y se simuló de nueva cuenta la estructura de dos capas. La gráfica de la magnitud de los parámetros de transmisión para la onda circular izquierda (S_{21}^{II}) y para la onda de polarización circular derecha (S_{21}^{DD}) se presenta en la figura 3:24. La fase se presenta en la figura

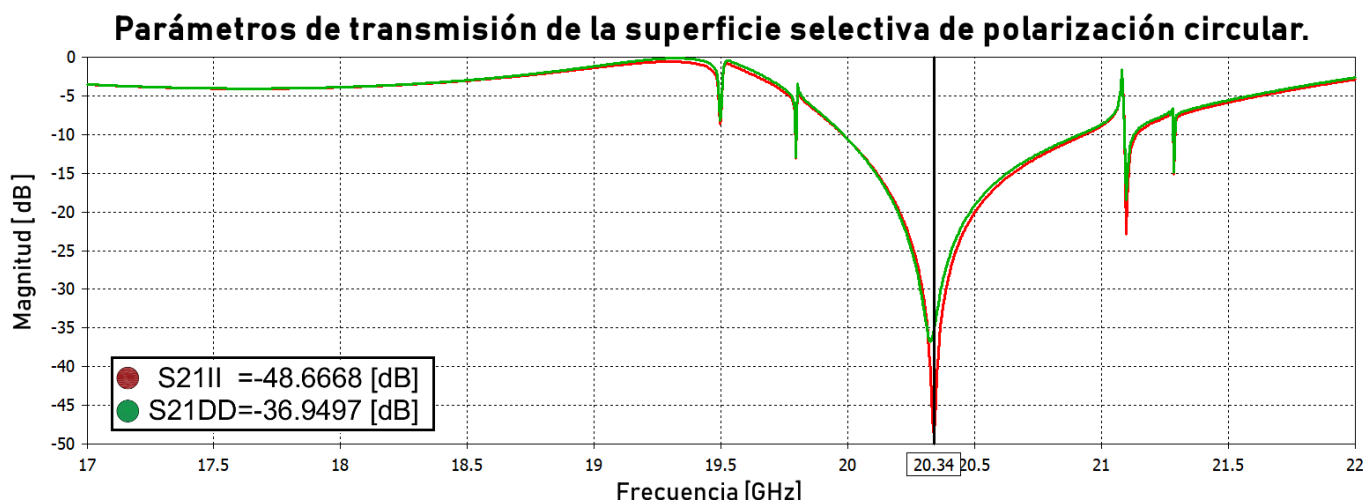


Figura 3:24: Magnitud de los parámetros de transmisión del arreglo cuando $d = 7.2$ [mm].

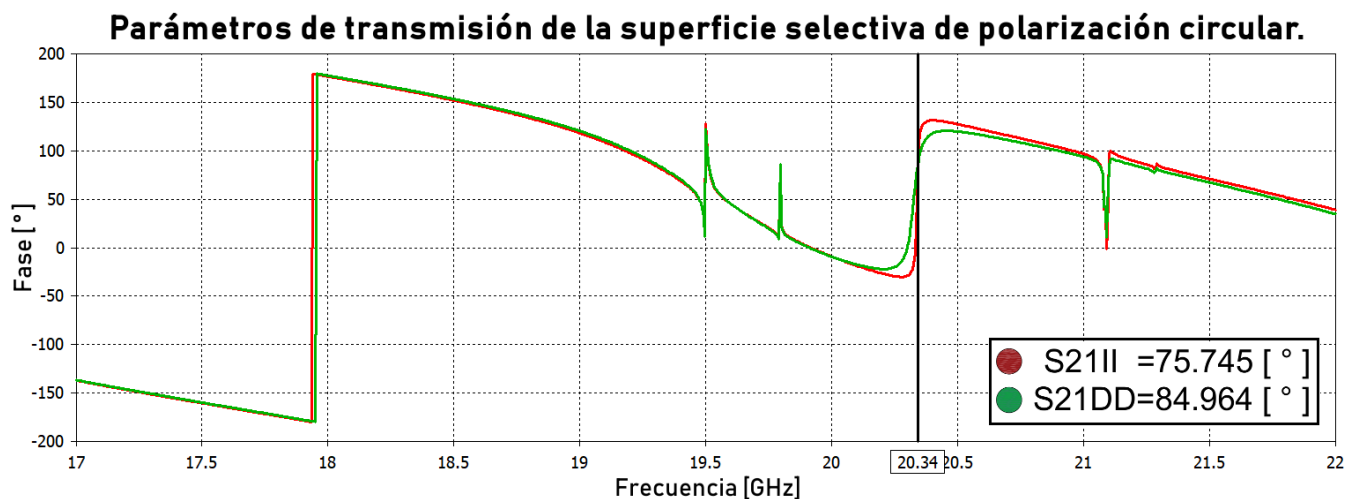


Figura 3:25: Fase de los parámetros de transmisión del arreglo cuando $d = 7.2$ [mm].

Cuando la distancia entre las dos capas aumenta, la transmisión para las dos ondas es igual, lo cual verifica la validez de las funciones de transferencia obtenidas, sin embargo, no describe apropiadamente el comportamiento de la estructura cuando la distancia entre las placas es la óptima ($d = 3.6$ [mm]). Una hipótesis para complementar el análisis de la

estructura, es que los modos de alto orden interactúan con las dos ondas de polarización circular. Posteriormente, se simuló la estructura considerando la excitación de 18 modos de propagación.

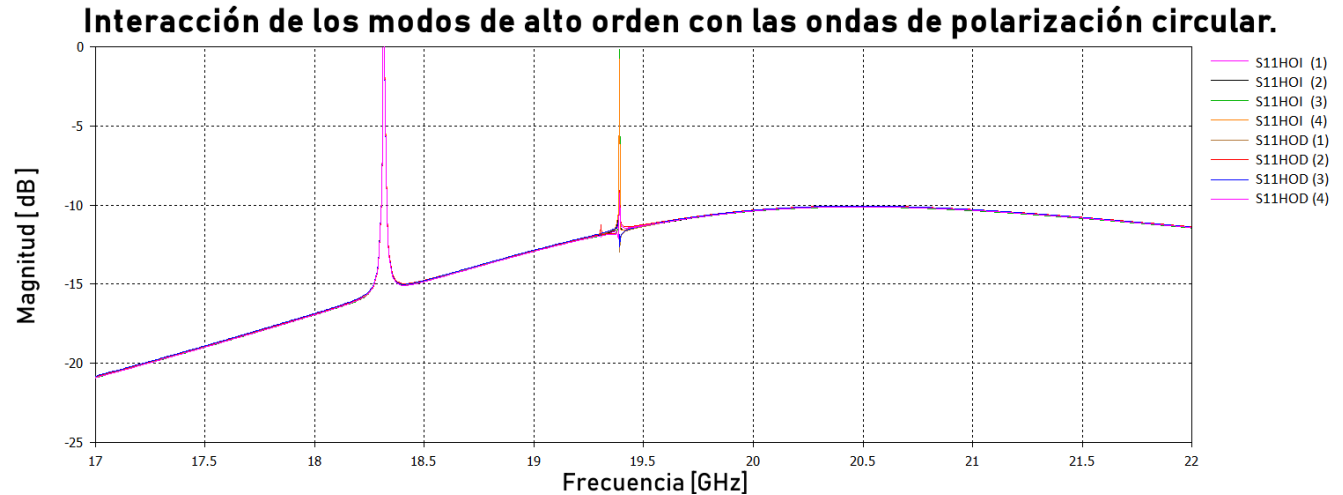


Figura 3:26: Magnitud de los parámetros S de los modos de alto orden que interactúan con las ondas de polarización circular.

Al realizar la simulación con las nuevas condiciones se encontró que hay 4 modos que interactúan con las dos ondas de polarización circular, cuya magnitud (figura 3:26) no es despreciable. Dichos modos son el 12, 14, 16 y 18; que son los modos $TM_{(1,1)}$, $TM_{(1,-1)}$, $TM_{(-1,1)}$ y $TM_{(-1,-1)}$. Para estudiar con mayor detalle el funcionamiento de la estructura se hará uso de una herramienta matemática para el análisis de estructuras periódicas: el teorema de Floquet.

3.2.3. Teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas.

Los primeros métodos de análisis de las antenas en arreglo de fase ignoraban los efectos del acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo, sin embargo se ha demostrado que dicha técnica es inadecuada. Por otro lado, existen métodos matemáticos que permiten estimar con gran precisión el efecto del acoplamiento entre los elementos de un arreglo muy grande, considerando que estos son periódicos e infinitos. Una herramienta que permite analizar fácilmente estructuras periódicas: el teorema de Floquet. Este teorema permite describir los campos electromagnéticos en una región abierta exterior a cualquier elemento del arreglo de guías de onda ($z > 0$ en la figura 3:27).

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

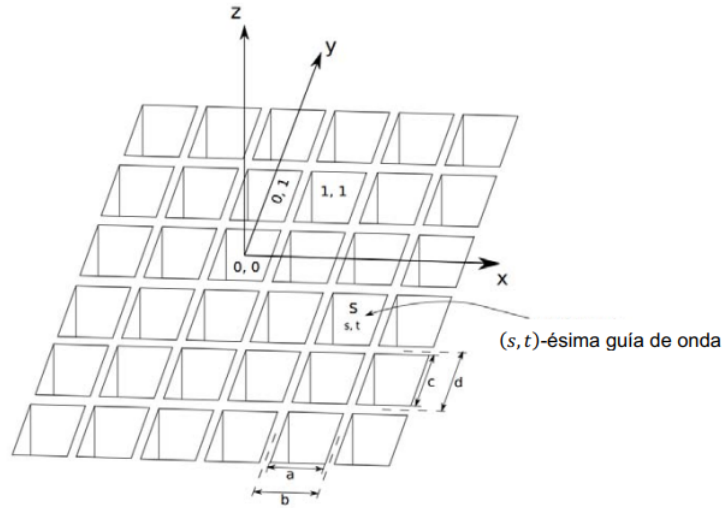


Figura 3:27: Geometría de un arreglo infinito de guías de onda [15].

El teorema de Floquet es una extensión de las series de Fourier para funciones periódicas. Esta extensión permite una descripción modal de cualquier campo o función que se repite periódicamente, excepto por un factor exponencial multiplicativo. Las funciones periódicas proporcionan una descripción adecuada del campo en la vecindad de un arreglo de fase periódico e infinito, excitado uniformemente en amplitud, pero con una variación lineal de fase [16].

Considérese el arreglo rectangular de guías de onda de la figura **3:27** (los elementos pueden ser rectangulares o de cualquier geometría para la sección transversal). El elemento central del arreglo (0,0) estará excitado por un modo con coeficiente V_{00} , debido a que la amplitud es constante para todos los elementos, existiendo únicamente cambios de fase, el elemento (s, t) -ésimo estará excitado por un modo de coeficiente:

$$V_{(s,t)} = V_{00} e^{-j(s\varphi_x + t\varphi_y)} \quad (3.29)$$

donde φ_x y φ_y son desplazamientos de fase fijos entre los elementos, en las direcciones x y y , respectivamente. Por lo tanto, este decremento lineal excitará un haz radiado en la dirección (θ, ϕ) (en coordenadas esféricas). Los desplazamientos de fase están dados por:

$$\varphi_x = kb \sin(\theta) \cos(\phi) \quad (3.30)$$

$$\varphi_y = kb \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (3.31)$$

siendo $k = 2\pi/\lambda$, cuando λ es la longitud de onda en el espacio libre.

Para analizar la representación matemática de los modos de Floquet, se estudiará el siguiente caso. Considérese un arreglo de elementos (guías de onda), que son excitados por modos cuyos coeficientes son descritos por la ecuación 3.29. Para representar el campo electromagnético, se utilizará el teorema de Floquet.

Cualquier componente del campo en la región $z \geq 0$ es conocida por ser solución de la ecuación escalar homogénea de Helmholtz:

$$(\nabla^2 + k^2)\xi(x, y, z) = 0 \quad (3.32)$$

donde ∇ es el operador diferencial vectorial, cuya definición en coordenadas rectangulares es:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (3.33)$$

Para un elemento, ξ puede representar tanto la componente del campo eléctrico (E_z) como la componente del campo magnético en la dirección de propagación. Es una práctica común asumir que el campo se propaga a lo largo del eje z , por lo que el campo queda definido matemáticamente como:

$$\xi(x, y, z) = e^{-j\Gamma z}\xi(x, y) \quad (3.34)$$

En el perímetro normal de los elementos del arreglo (n), las condiciones de frontera para el campo son:

$$E_z = \xi = 0 \quad (3.35)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial n} = \frac{\partial \xi}{\partial n} = 0 \quad (3.36)$$

Considerando la excitación definida por la ecuación 3.29 y la simetría periódica de la estructura del arreglo, el campo ξ queda descrito como:

$$\xi(x + b, y + d, z) = \xi(x, y, z)e^{-j(\varphi_x + \varphi_y)} \quad (3.37)$$

Sustituyendo el campo ξ en la ecuación 3.32:

$$[\nabla_t^2 + (k^2 + \Gamma^2)] \xi(x, y) = 0 \quad (3.38)$$

donde:

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (3.39)$$

El método de separación de variables es un procedimiento para encontrar una solución completa particular para ciertos problemas que involucran ecuaciones en derivadas parciales como serie, cuyos términos son el producto de funciones que tienen las variables separadas. Aplicando dicho método matemático se obtuvieron las ecuaciones que modelan la dependencia en x :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_x^2 \right) f(x) = 0 \quad (3.40)$$

y la dependencia en y :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_y^2\right)g(y) = 0 \quad (3.41)$$

k_x y k_y son las constantes de separación, tales que:

$$\Gamma^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (3.42)$$

Si se considera únicamente la dependencia a lo largo del eje x , entonces:

$$f(x + b) = f(x)e^{-j\varphi_x} \quad (3.43)$$

por lo que:

$$F(x) = f(x)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x} \quad (3.44)$$

La ecuación 3.44 representa una función periódica, dado que:

$$F(x + b) = f(x + b)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x}e^{j\varphi_x} = F(x) \quad (3.45)$$

$F(x)$ y $f(x)$ pueden ser representadas como series de Fourier:

$$F(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{(j\frac{2\pi m}{b})x} \quad (3.46)$$

$$f(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{(j\frac{2\pi m - \varphi_x}{b})x} \quad (3.47)$$

cada término de las series satisface las condiciones de la ecuación 3.40, en general:

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} \quad (3.48)$$

por otro lado, para la dependencia en y :

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} \quad (3.49)$$

por lo tanto:

$$\Gamma_{mn}^2 = k^2 - \frac{2\pi m - \varphi_x}{b}^2 - \frac{2\pi n - \varphi_y}{d}^2 \quad (3.50)$$

finalmente, el campo electromagnético queda definido como:

$$\xi_{mn}(x, y, z) = e^{jk_{x_m}x} e^{jk_{y_n}y} e^{-j\Gamma_{mn}z} \quad (3.51)$$

El campo $\xi_{mn}(x, y, z)$ es una solución periódica de la ecuación 3.32 y cumple con las condiciones de frontera. Esta solución es uno de los postulados del teorema de Floquet. Para

facilitar los cálculos, se debe ortonormalizar la dependencia transversal de la ecuación 3.51, por lo que el campo queda definido de la siguiente forma:

$$\xi_{m,n}(x, y, z) = \sqrt{\frac{1}{bd}} e^{jk_{xm}x} e^{jk_{yn}y} \quad (3.52)$$

Para describir el campo radiado por un arreglo periódico infinito se utilizan conjuntos de funciones ortogonales. Existen diferentes tipos de modos ortogonales que pueden ser utilizados para dicho objetivo, sin embargo, para poder analizar estructuras multicapa a lo largo de la dirección de propagación, los modos transversales eléctricos (modos TE) y los modos transversales magnéticos (modos TM) son ampliamente utilizados por las siguientes razones:

- I. Los modos TE y TM mantienen sus características modales, aún cuando el campo se propaga de un medio a otro, siempre y cuando ambos medios sean homogéneos e isotrópicos. En otras palabras palabras, un modo TE no producirá un modo TM cuando pasa de un medio a otro, y viceversa.
- II. La matriz S generalizada de la interfaz entre dos medios homogéneos e isotrópicos es diagonal, lo que ayuda a tener una mayor eficiencia computacional, debido a que los modos TE y TM no se acoplan entre sí, a menos que exista un obstáculo.

En las siguientes secciones se presenta el análisis matemático de los modos transversales eléctricos y de los modos transversales magnéticos.

Modos transversales-eléctricos [16]

Por definición los modos transversales eléctricos no tienen componente de campo eléctrico en dirección del eje z ($E_z = 0$). Las componentes vectoriales de un modo TE pueden ser generadas a partir del vector potencial eléctrico (\vec{F}), el cual posee únicamente una componente a lo largo del eje de propagación. En términos de los armónicos de las series de Floquet, \vec{F} se expresa como:

$$\vec{F} = A e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \vec{a}_z \quad (3.53)$$

A es una constante, además, k_{xmn} y k_{ymn} son los números de modo. Para una estructura periódica, estas cantidades están dadas por:

$$k_{xmn} = k_{x0} + \frac{2m\pi}{b} \quad (3.54)$$

$$k_{ymn} = k_{y0} - \frac{2m\pi}{b \tan \gamma} + \frac{2n\pi}{d} \quad (3.55)$$

b y d son el período en x y y del arreglo. Además γ es el ángulo entre los elementos, en la figura 3:28 se muestra la representación geométrica de dichos parámetros. k_{x0} y k_{y0} son las constantes de fase en la dirección de radiación.

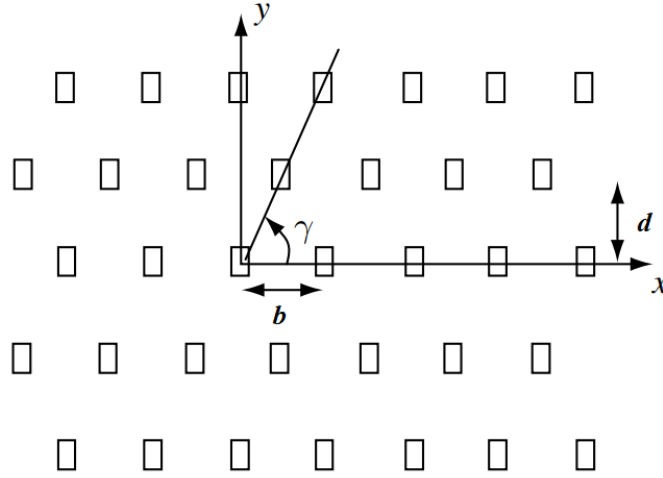


Figura 3:28: Parámetros geométricos de un arreglo periódico [16].

Si (θ, ϕ) son los parámetros que indican la dirección de radiación en coordenadas esféricas, los desplazamientos de fase quedan definidos como:

$$\varphi_x = k_0 \sin \theta \cos \phi \quad (3.56)$$

$$\varphi_y = k_0 \sin \phi \cos \theta \quad (3.57)$$

k_0 es el número de onda en el espacio libre. A lo largo del eje z , el número de onda se calcula como:

$$k_{zmn} = \sqrt{k^2 - k_{xmn}^2 - k_{ymn}^2} \quad (3.58)$$

$$k_{zmn}^2 = k^2 - \Gamma_{mn}^2 \quad (3.59)$$

donde k es el número de onda en el medio. Cuando un modo se propaga su número de onda es real, mientras que para un modo evanescente el número de onda es imaginario. Las componentes del campo eléctrico para el modo TE se pueden calcular usando la relación $\vec{E} = -\nabla \times \vec{F}$, obteniendo:

$$\vec{E} = jA (k_{ymn} \vec{a}_x - k_{xmn} \vec{a}_y) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \vec{a}_z \quad (3.60)$$

Como se planteó en un inicio, el vector campo eléctrico es transversal en dirección del eje z . Las componentes del campo magnético pueden ser obtenidas utilizando la ley de Faraday en forma fasorial:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.61)$$

por lo que el campo magnético es:

$$\vec{H} = jAY_{mn}^{TE} \left(k_{xmn} \vec{a}_x + k_{ymn} \vec{a}_y - \frac{k^2 - k_{zmn}}{k_{zmn}} \vec{a}_z \right) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \quad (3.62)$$

donde Y_{mn}^{TE} es la admitancia modal para los modos de Floquet transversales eléctricos, su definición matemática es:

$$Y_{mn}^{TE} = \frac{k_{zmn}}{\omega\mu} \quad (3.63)$$

Para normalizar el campo de los modos, se debe encontrar el valor de la constante A , de tal forma que la potencia compleja que se propaga a través de la celda unitaria sea igual al complejo conjugado de admitancia modal para un modo TE. Matemáticamente:

$$\iint_{uc} \vec{E} \times \vec{H}^* dx dy = Y_{mn}^{TE*} \quad (3.64)$$

Un posible valor de A se obtiene al sustituir las ecuaciones 3.60 y 3.62 en la ecuación 3.64. El valor de A es:

$$A = \frac{1}{k_{zmn}} \sqrt{\frac{1}{bd}} \quad (3.65)$$

Retomando las ecuaciones 3.60 y 3.62 se pueden obtener las expresiones que describen el campo normalizado. Por practicidad, los modos normalizados son expresados en términos de las funciones modales vectoriales, de la siguiente forma:

$$\vec{E} = \Psi_{1mn} e^{-jk_{zmn}z} \quad (3.66)$$

donde:

$$\Psi_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{\mathbf{k}_{ymn} \vec{a}_x - \mathbf{k}_{xmn} \vec{a}_y}{k_{zmn}} \right) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} \quad (3.67)$$

el subíndice 1, indica que se trata de un modo TE.

Modos transversales-magnéticos [16].

Por definición los modos transversales magnéticos no tienen componente de campo magnético en dirección del eje z ($H_z = 0$). Las componentes vectoriales de un modo TM pueden ser generadas a partir del vector potencial magnético (\vec{A}), el cual posee únicamente una componente a lo largo del eje de propagación. En términos de los armónicos de las series de Floquet, \vec{A} se expresa como:

$$\vec{A} = B e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \vec{a}_z \quad (3.68)$$

donde B es una constante. Las componentes del campo eléctrico y del campo magnético pueden ser encontradas utilizando la relación $\vec{H} = \nabla \times \vec{A}$ y la ley de Ampère:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\mu\epsilon\vec{E} \quad (3.69)$$

Debido a que \vec{A} solo tiene componente a lo largo del eje de propagación, el campo magnético es transversal al eje z . Utilizando una metodología análoga a la empleada en el análisis de los modos TE, la definición de los modos TM es:

$$\Psi_{2_{mn}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{k_{x_{mn}} \vec{a}_x + k_{y_{mn}} \vec{a}_y}{k_{z_{mn}}} \right) e^{-j(k_{x_{mn}}x + k_{y_{mn}}y)} \quad (3.70)$$

el subíndice 2, indica que se trata de un modo TM.

La admitancia modal es:

$$Y_{mn} = \frac{\omega\epsilon}{k_{z_{mn}}} \quad (3.71)$$

3.2.4. Distribución del campo generado por los modos de orden superior.

Una vez que se ha analizado el teorema de Floquet, se procederá a estudiar el efecto de los modos de orden superior en el funcionamiento de la superficie selectiva de polarización circular.

De acuerdo a la simulación de la estructura considerando la excitación de los modos de orden superior realizada en la sección 3.2.2.3 de este capítulo, los modos transversales magnéticos $TM_{(1,1)}$, $TM_{(1,-1)}$, $TM_{(-1,1)}$ y $TM_{(-1,-1)}$ interactúan con las dos ondas incidente de polarización circular. Matemáticamente cada uno de dichos modos queda definido de la siguiente forma:

$$\Psi_{2_{(1,1)}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{k_x \vec{a}_x + k_y \vec{a}_y}{k_{z_{mn}}} \right) e^{-j(k_x x + k_y y)} \quad (3.72)$$

$$\Psi_{2_{(1,-1)}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{k_x \vec{a}_x - k_y \vec{a}_y}{k_{z_{mn}}} \right) e^{-j(k_x x - k_y y)} \quad (3.73)$$

$$\Psi_{2_{(-1,1)}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{-k_x \vec{a}_x + k_y \vec{a}_y}{k_{z_{mn}}} \right) e^{-j(-k_x x + k_y y)} \quad (3.74)$$

$$\Psi_{2_{(-1,-1)}} = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{-k_x \vec{a}_x - k_y \vec{a}_y}{k_{z_{mn}}} \right) e^{-j(-k_x x - k_y y)} \quad (3.75)$$

Sumando los modos transversales magnéticos para encontrar la distribución del campo electromagnético:

$$\sum \Psi_{2mn} = \Psi_{2(1,1)} + \Psi_{2(1,-1)} + \Psi_{2(-1,1)} + \Psi_{2(-1,-1)} \quad (3.76)$$

la componente en x de la distribución del campo asociado a los modos de orden superior:

$$\sum_x \Psi_{2mn} = A \left[e^{-j(k_x x + k_x y)} - e^{-j(-k_x x + k_x y)} + e^{-j(k_x x - k_x y)} - e^{-j(-k_x x - k_x y)} \right] \vec{a}_x \quad (3.77)$$

la componente en y de la distribución del campo asociado a los modos de orden superior:

$$\sum_y \Psi_{2mn} = A \left[e^{-j(k_x x + k_x y)} + e^{-j(-k_x x + k_x y)} - e^{-j(k_x x - k_x y)} - e^{-j(-k_x x - k_x y)} \right] \vec{a}_y \quad (3.78)$$

donde el factor de normalización (A) es:

$$A = \frac{k_x}{k_{zmn}} \sqrt{\frac{1}{bd}} \quad (3.79)$$

De acuerdo a la fórmula de Euler, las funciones trigonométricas seno y coseno se definen a partir de la exponencial compleja:

$$e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} = 2j \sin \alpha$$

Aplicando la formula de Euler, la componente x queda simplificada de la siguiente forma:

$$\sum_x \Psi_{2mn} = -2jA \left[\sin(k_x(x+y)) + \sin(k_x(x-y)) \right] \vec{a}_x \quad (3.80)$$

y la componente y :

$$\sum_y \Psi_{2mn} = -2jA \left[\sin(k_x(x+y)) - \sin(k_x(x-y)) \right] \vec{a}_y \quad (3.81)$$

Para reducir la definición matemática del campo a su mínima expresión, es necesario utilizar las identidades trigonométricas de la suma y diferencia de senos y cosenos:

$$\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta) = 2 \sin \alpha \cos \beta$$

$$\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta) = 2 \cos \alpha \sin \beta$$

Finalmente, la distribución del campo generado por los modos transversales magnéticos de orden superior es:

$$\sum \Psi_{2mn} = -\frac{4jk_x}{k_{zmn}} \sqrt{\frac{1}{bd}} \left[\left(\sin(k_x x) \cos(k_x y) \right) \vec{a}_x + \left(\cos(k_x x) \sin(k_x y) \right) \vec{a}_y \right] \quad (3.82)$$

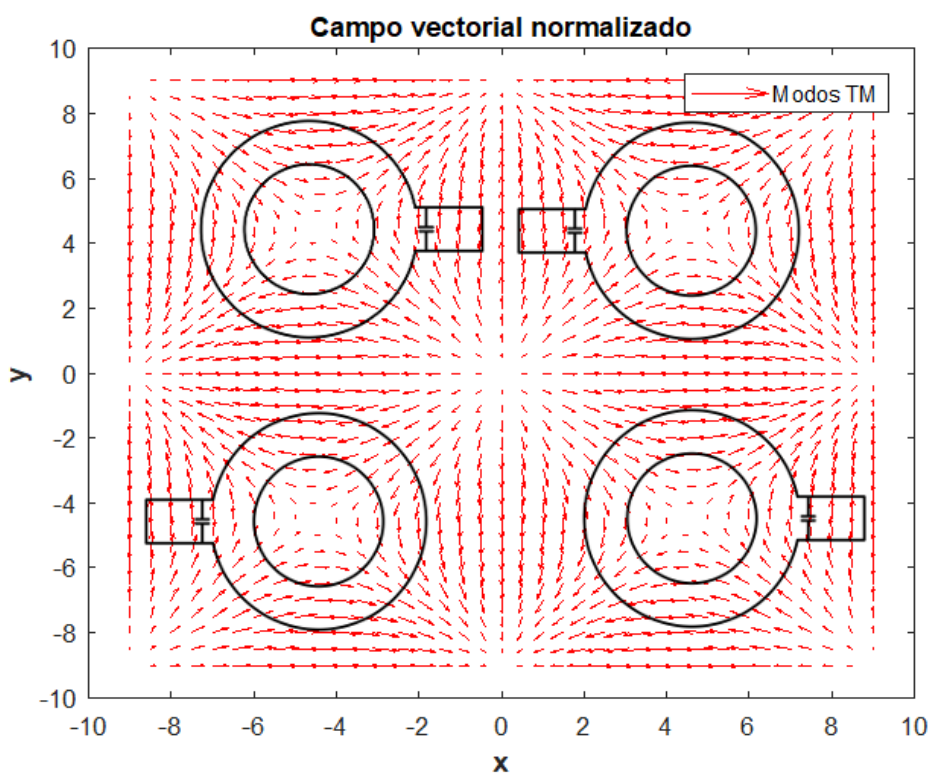


Figura 3:29: Distribución del campo producido por la combinación de los modos de alto orden en la primera capa.

La gráfica de la distribución normalizada del campo generado por los modos de orden superior se presenta en la figura **3:29**.

El campo asociado a los modos de orden superior presenta máximos en la zona donde se encuentran los stubs y mínimos en el centro del anillo y de la placa. La presencia de un máximo del campo asociado a los modos de orden superior genera interacción con las dos ondas de polarización circular, en consecuencia existe transferencia de potencia, lo que provoca que una onda sea reflejada y la otra sea transmitida.

3.3. Conclusiones del capítulo.

- I. Una superficie selectiva de polarización circular ideal refleja completamente ondas de polarización circular de un sentido, mientras que transmite totalmente las ondas del sentido circular ortogonal. Este tipo de estructuras son útiles para construir diplexores espaciales, filtros o convertidores de polarización circular. La mayoría de los desarrollos de CPSS están basados en estructuras tridimensionales, lo cual limita la posibilidad de integrar dispositivos de conmutación, por lo que no tienen capacidad de reconfigurabilidad. Recientemente se presentó el desarrollo de una SSPC planar basada en anillos

metálicos [7], sin embargo aún no se ha desarrollado una SSPC reconfigurable.

- II. Para que una estructura planar pueda funcionar como SSPC, la magnitud de sus coeficientes de reflexión y transmisión debe ser igual a 0.5, de tal forma que la mitad de la potencia de una de las componentes lineales de una onda incidente de polarización debe reflejarse con sentido ortogonal al de la onda incidente. Además, una SSPC debe estar compuesta de por lo menos 2 capas, ya que una actúa como superficie selectiva de polarización lineal vertical y la otra como superficie selectiva de polarización lineal horizontal.
- III. Se simuló y sintonizó la celda unitaria de una superficie selectiva de polarización circular basada en anillos ranurados con stub y capacitor. Para una frecuencia $f = 20.9$ [GHz], la magnitud del coeficiente de transmisión para la onda de polarización circular izquierda es de -0.74 [dB] y para la onda de polarización circular derecha es de -54.2 [dB], por lo tanto la estructura diseñada es una superficie selectiva de polarización circular derecha. Existe una diferencia en posición angular entre elementos vecinos de 180 [°], de tal forma que las corrientes resonantes fluyen en direcciones opuestas mejorando el acoplamiento entre los elementos.
- IV. Se estudió el concepto de diagrama de flujo de señales y la regla de Mason para describir el funcionamiento de la superficie selectiva de polarización circular y se encontró que existen cuatro modos de propagación de alto orden que interactúan con las ondas de polarización circular derecha e izquierda.
- V. Con la ayuda del teorema de Floquet para el análisis de estructuras periódicas se encontró la distribución del campo eléctrico asociado a los modos de alto orden. El campo asociado presenta máximos en las zonas donde se encuentran los capacitores de la superficie selectiva de polarización circular, lo que provoca que haya transferencia de potencia entre los modos de alto orden y las ondas incidentes de polarización circular.

Una vez que se ha encontrado la geometría óptima de la superficie selectiva de polarización circular, se procederá a optimizar el diseño para que la estructura adquiera capacidad de reconfigurabilidad.

Referencias del capítulo.

- [1] J. Roy y L. Shafai, “Reciprocal circular polarization selective surface,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, no. 6, pp. 18–33, 1996.
- [2] F. Regier, “The acts multibeam antenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1159–1164, 1992.
- [3] T. Chu y R. Turrin, “Depolarization properties of offset reflector antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 3, pp. 339–345, 1973.
- [4] T. Chu, “Cancellation of polarization rotation in an offset reflector antennas,” *Bell Systems Technology Journal*, vol. 56, no. 6, pp. 339–345, 1977.
- [5] R. Pierrot, “éléments résonnants en polarisation circulaire et réflecteur semi-transparent composé de ces éléments,” *Patente No.89609.1.512.598 de la República Francesa*, vol. 51, 1966.
- [6] V. Fusco y B. Nair, “Circular polarization selective surface characterisation and advanced applications,” *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 3, pp. 247–252, 2006.
- [7] W. Tang, G. Goussetis, N. J. Fonseca, H. Legay, E. Sáenz, y P. De Maagt, “Coupled splitting resonator circular polarization selective surface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 9, pp. 4664–4675, 2017.
- [8] G. Morin, “A simple circular polarization selective surface (cpss),” *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1990. AP-S. Merging Technologies for the 90's. Digest.*, vol. 1, pp. 100–103, 1990.
- [9] J. Sanz-Fernandez, E. Saenz, P. de Maagt, y C. Mangenot, “Circular polarization selective surface for dual-optics cp offset reflector antenna in ku-band,” *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012.
- [10] W. Tilston, T. Tralman, y S. Khanna, “A polarization selective surface for circular polarization.” *1988 IEEE AP-S. International Symposium, Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 2, pp. 762–765, 1988.
- [11] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, y A. E. Martynyuk, “Cascaded circular-polarisation-selective surface based on bisected split rings,” *Electronics Letters*, vol. 50, no. 19, pp. 1335–1336, 2014.

-
- [12] W. Tang, G. Goussetis, N. J. G. Fonseca, H. Legay, E. Saenz, y P. de Maagt, “Study of coupled split-ring resonator arrays for circular polarization selective surface,” *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 362–363, 2015.
- [13] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ta ed. John Wiley & Sons, 2012.
- [14] R. Rico, *Electrónica analógica integrada: introducción al diseño mediante problemas*. Marcombo, 1997.
- [15] V. Amitay, V. Galindo, y C. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, 1ra ed. John Wiley & Sons, 1972.
- [16] A. Bhattachayryya, *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs and Active Array Systems*, 1ra ed. John Wiley & Sons, 2006.

4 Diseño del arreglo reflectivo reconfigurable.

En este capítulo se presenta el proceso que se realizó para lograr que el arreglo reflectivo para polarización dual circular sea reconfigurable. Para controlar la fase de la onda de polarización circular derecha se simuló y optimizó la superficie selectiva de polarización circular considerando la integración de diodos p-i-n como conmutadores, de tal forma que se pueda simular el giro mecánico de la estructura mediante el principio de espirafase.

La fase de la onda de polarización circular izquierda será controlada mediante una superficie reflectiva basada en ranuras anulares con cargas reactivas y el principio de Fox, por lo tanto, cuando la posición de las cargas cambia en un ángulo γ , la dirección de la onda reflejada por la superficie cambiará en 2γ .

4.1. Control de la fase de la onda de polarización circular derecha.

La superficie selectiva de polarización circular diseñada en el capítulo anterior, refleja ondas de polarización circular derecha y permite que las ondas de polarización circular izquierda se transmitan completamente. En esta sección se buscará modificar la superficie selectiva de polarización circular diseñada, para controlar la dirección de reflexión de la onda derecha mediante la integración de dispositivos activos como conmutadores. Los transistores de efecto de campo, los interruptores MEMS y los diodos p-i-n son utilizados como dispositivos de control para la reconfiguración de arreglos reflectivos.

La geometría del elemento base propuesto para la superficie selectiva de polarización circular se presenta en la figura 4:1. Dicho elemento consiste en una ranura anular con ocho stubs radiales. El radio interior de la ranura anular es r_{in} y el radio exterior es r_{out} . El ángulo entre dos stubs radiales adyacentes es de 45° . La longitud del stub es l_s y su altura es p . Ocho diodos p-i-n ($D1, D2, \dots, D8$) están conectados en paralelo a los stubs radiales. De acuerdo al principio de espirafase la conmutación de los diodos es equivalente al giro mecánico del elemento. En cualquier instante, uno de los diodos está polarizado en inversa, por lo que se encuentra en un estado de alta impedancia; por otro lado, los siete diodos restantes se encuentran polarizados en directa, por lo tanto, se encuentran en un estado de baja impedancia.

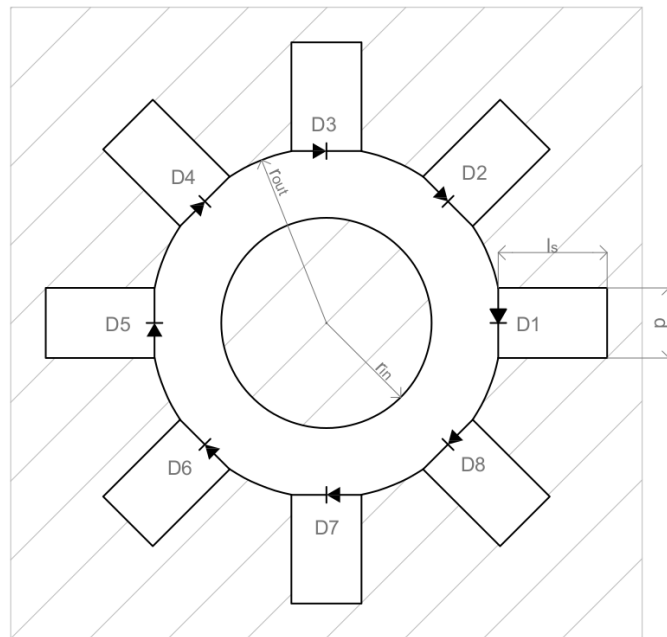


Figura 4:1: Propuesta de elemento base para la superficie selectiva de polarización circular reconfigurable.

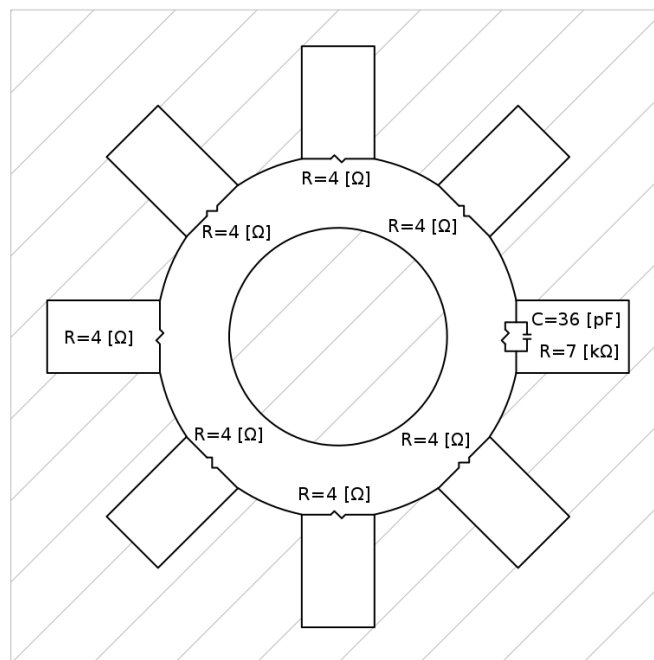


Figura 4:2: Configuración del elemento base de la superficie reconfigurable propuesta en el primer estado. Los diodos están representados mediante su circuito equivalente.

De acuerdo a lo estudiado en la sección 1.2.2.2 de este trabajo, cuando un diodo p-i-n se polariza en inversa su circuito equivalente está compuesto por una resistencia muy alta y una capacitancia muy baja (para la banda Ka, en el orden de picofaradios), conectados en paralelo, por lo tanto, el diodo se comporta como un circuito abierto. En cambio, cuando el diodo p-i-n se polariza en directa, su circuito equivalente es una resistencia en el orden de $1 [\Omega]$, por lo que el diodo se comporta como un corto circuito.

En la figura 4:2 se presenta la configuración de la propuesta del elemento base de la superficie selectiva de polarización circular, en el primer estado el diodo $D1$ se encuentra polarizado en inversa y los diodos restantes se encuentran polarizados en directa. En la figura cada diodo se encuentra representado por su circuito equivalente en el primer estado. Se tomaron como referencia los parámetros del diodo HPND-4005 [1].

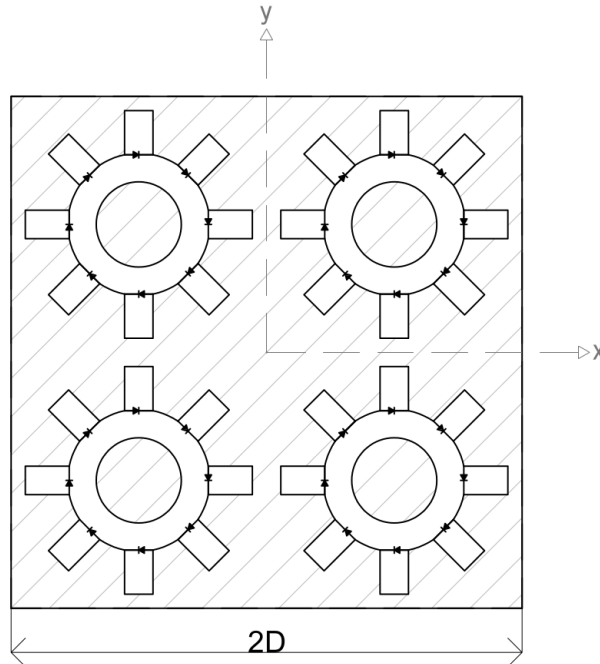


Figura 4:3: Propuesta de celda unitaria para la superficie selectiva de polarización circular reconfigurable.

Una de las conclusiones obtenidas en el capítulo 3, indica que la celda unitaria de la superficie selectiva de polarización circular debe estar compuesta por 4 elementos y 2 capas; además, en el caso de la superficie reconfigurable, en cada elemento, para un instante determinado, un diodo estará polarizado en inversa y los diodos restantes en inversa, pero, entre dos elementos adyacentes, la posición del diodo abierto cambia en $180 [^\circ]$.

En la figura 4:3 se presenta la propuesta de celda unitaria de la superficie; por otro lado, en la figura 4:4 se muestra la configuración de los diodos p-i-n de la primera capa para el primer estado de conmutación, la posición de los diodos polarizados en inversa coincide con la posición de los capacitores en la SSPC diseñada en el capítulo anterior.

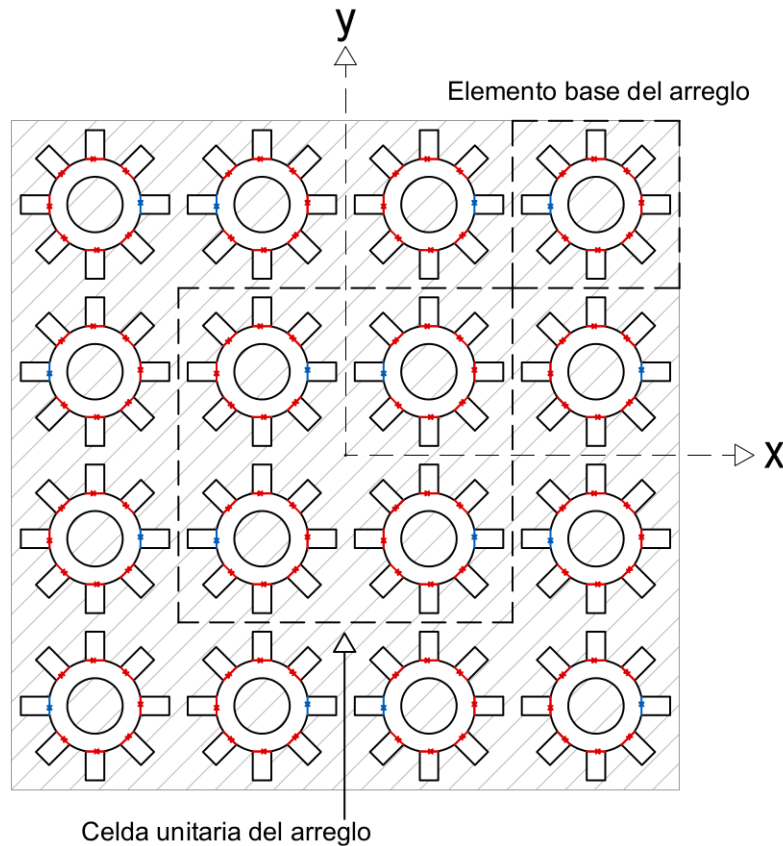


Figura 4:4: Celda unitaria de la primer capa de la superficie selectiva de polarización circular tipo espirafase conformada por cuatro elementos. Los diodos abiertos se muestran en color azul y los diodos cerrados se muestran en color rojo.

4.1.1. Integración de los diodos p-i-n en la primer capa.

El primer paso en el proceso de diseño de la superficie selectiva de polarización circular reconfigurable consistió en simular la primer capa de la SSPC diseñada en el capítulo anterior, cambiando los capacitores por diodos p-i-n polarizados en inversa; para verificar que el comportamiento de estructura no se modificara, y realizar los ajustes pertinentes en caso de ser necesario.

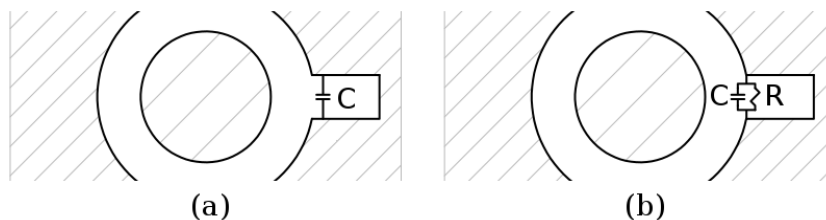


Figura 4:5: (a) Elemento base de la SSPC y (b) elemento base con un diodo p-i-n abierto representado mediante su circuito equivalente.

Para representar los diodos abiertos, se agregaron resistores de $R = 7 [k\Omega]$ conectados en paralelo a los capacitores de cada stub (figura 4:5), que equivalen a las pérdidas asociadas de los diodos p-i-n en la banda Ka.

Se excitó la primer capa de la estructura con dos ondas de polarización circular: una derecha y otra izquierda, de manera simultánea; los resultados obtenidos se presentan en la figura 4:7. La inserción de las pérdidas asociadas a los diodos p-i-n provoca que no exista una frecuencia en la cual la magnitud de todos los parámetros S sea igual a 0.5 [1], que es una de las condiciones teóricas a cumplir. Por lo tanto, fue necesario realizar un proceso de optimización por medio de un barrido paramétrico de las dimensiones geométricas de la celda unitaria.

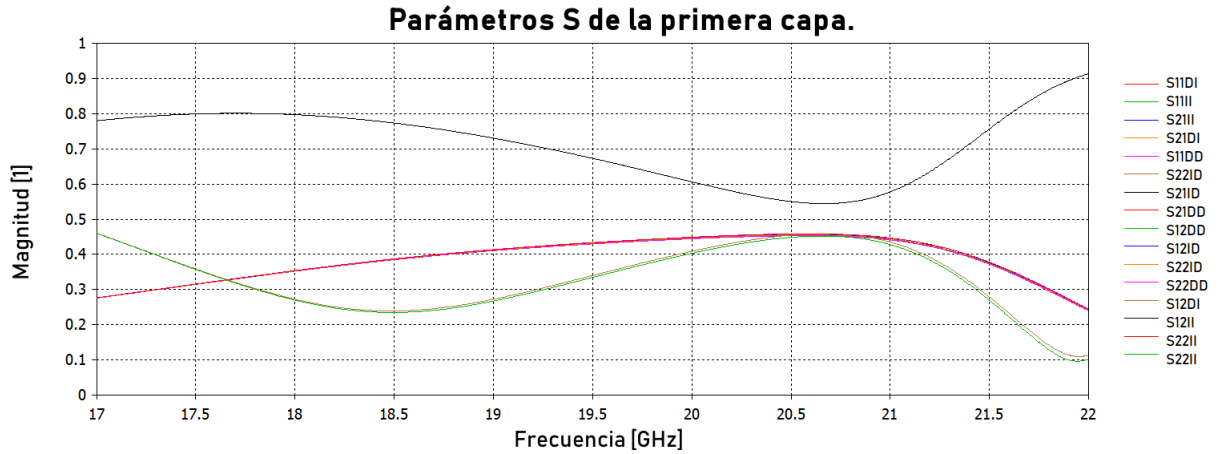


Figura 4:6: Parámetros S de la primer capa de la SSPC con diodos p-i-n.

Los valores óptimos de los parámetros geométricos se presentan en la tabla 12. Gracias al ajuste, para una frecuencia $f = 20.6 [GHz]$, la magnitud de los parámetros S de la primer capa de la superficie (figura 4:7) es de $0.5 \pm 0.05 [1]$, por lo que se considera que el resultado es una buena aproximación a las consideraciones teóricas estudiadas en el capítulo 3.

Tabla 12: VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS.

Parámetro	Valor	Descripción
D	18 [mm]	Periodo de la celda unitaria
r	3.0975 [mm]	Radio de los anillos
w	1.15 [mm]	Espesor de los anillos
l_s	1.4 [mm]	Longitud de los stubs
C	36.2 [pF]	Capacitancia
p	0.36 [mm]	Ancho de los stubs

El siguiente paso en el proceso de integración de los diodos p-i-n en la SSPC consiste en simular el arreglo de dos capas.

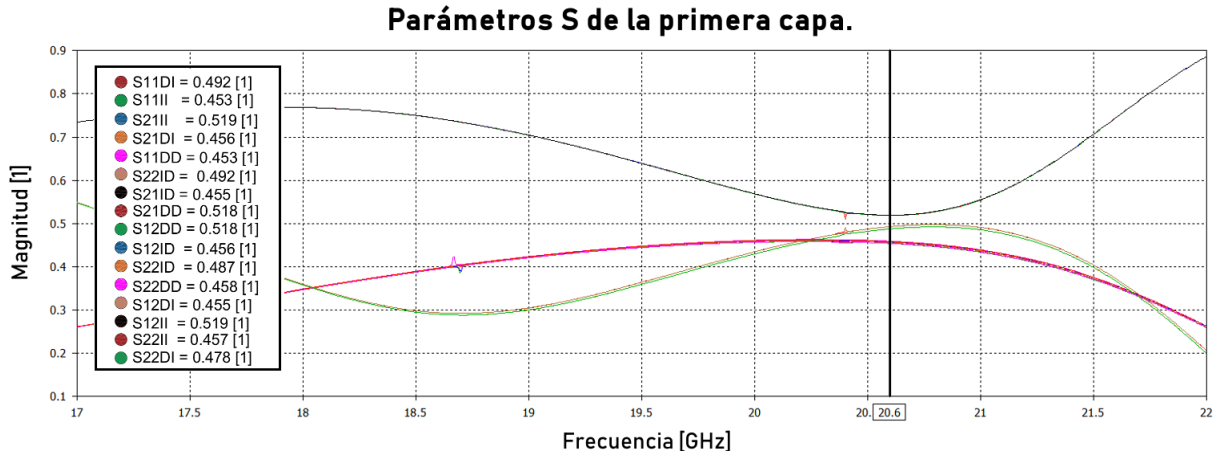


Figura 4:7: Parámetros S de la primer capa de la SSPC con diodos p-i-n después de la optimización.

La distancia entre las dos capas se mantuvo en $d = 3.6$ [mm]. La estructura fue excitada con dos ondas de polarización circular: una derecha y otra izquierda. La magnitud de los parámetros de transmisión para la onda derecha y para la onda izquierda se presenta en la figura 4:8. Para una frecuencia $f = 21.18$ [GHz], la onda de polarización circular izquierda se transmite con pérdidas de 0.345 [dB] y la onda de polarización derecha se refleja completamente.

A pesar de la diferencia en la transmisión disminuyó a 20.7 [dB]; se considera que mientras la diferencia en la magnitud de transmisión sea de al menos 20 [dB] el funcionamiento de la superficie es aceptable.

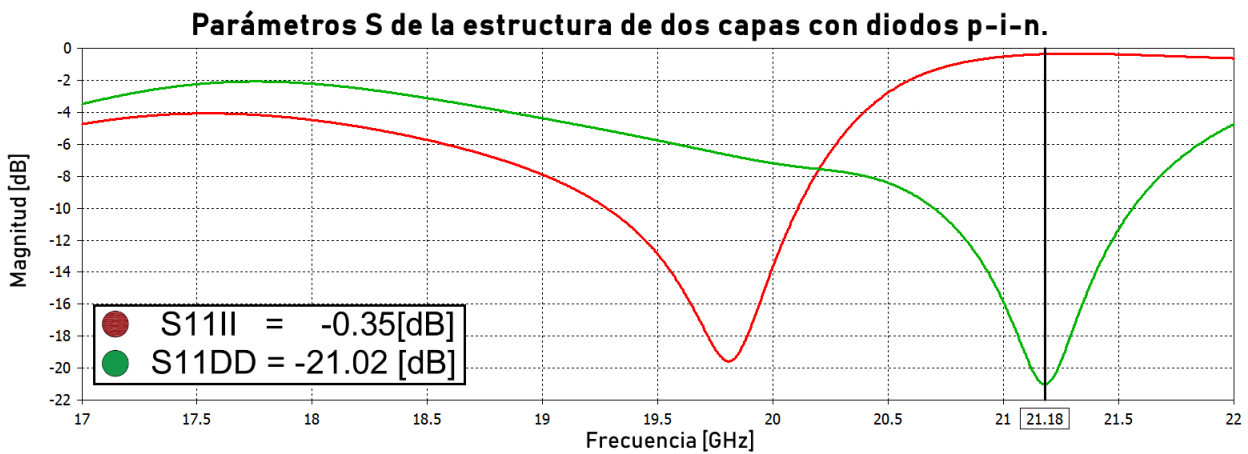


Figura 4:8: Parámetros S de la SSPC con diodos p-i-n.

Una vez que se han optimizado las dimensiones geométricas de la superficie selectiva de polarización circular para permitir la integración de los diodos p-i-n, y, de acuerdo a lo estudiado en el capítulo 3; se concluye que los stubs colocados a 90 , 180 y 270 [°] tendrán un

comportamiento análogo en magnitud, presentando únicamente modificaciones en la fase.

El siguiente paso en el proceso de diseño de la SSPC reconfigurable consistirá en estudiar el comportamiento de la estructura cuando los diodos colocados en los stubs oblicuos (a 45, 135, 225 y 315 [°]) se polarizan en inversa.

4.1.2. Superficie selectiva de polarización circular con stubs oblicuos.

En esta sección se estudiará el funcionamiento de la celda unitaria en los estados donde los diodos p-i-n D2, D4, D6 y D8 están polarizados en inversa, por lo que están abiertos. El caso más simple para realizar este análisis consiste en simular una celda unitaria con cuatro ranuras anulares (figura 4:9); los stubs están colocados en $\beta = 45$ [°] y $\beta = 225$ [°] en la primera capa, la diferencia en la posición del stub entre dos elementos adyacentes es de $\beta = 180$ [°]. En la segunda capa, los stubs están colocados en $\beta = 135$ [°] y $\beta = 315$ [°]. La diferencia en la posición entre los elementos de la primera capa y de la segunda capa es de $\beta = 90$.

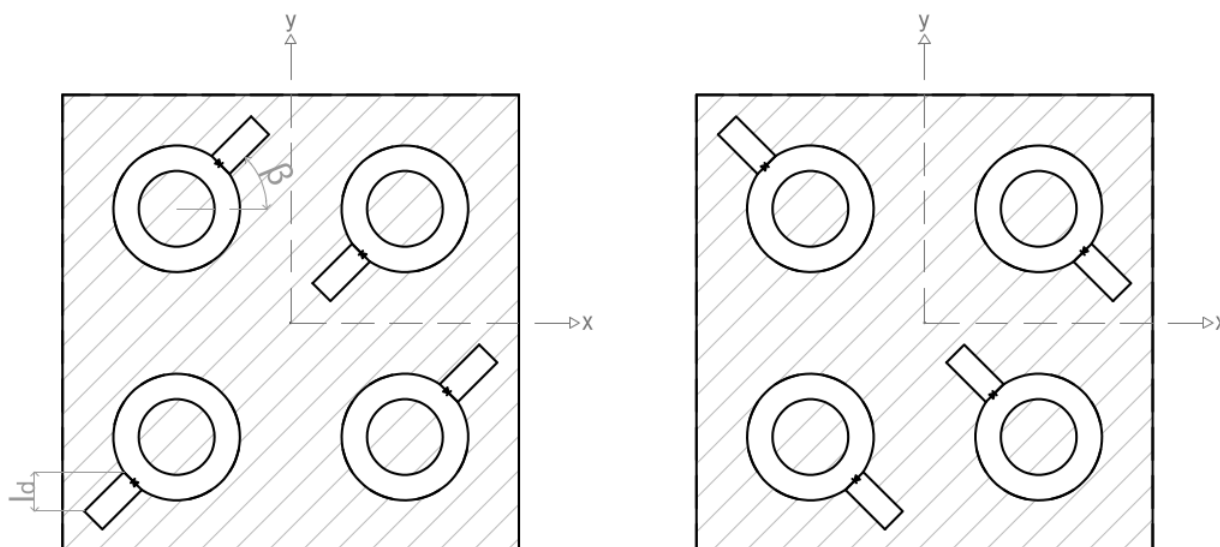


Figura 4:9: Celda unitaria con stubs oblicuos: (a) primer capa y (b) segunda capa.

De nueva cuenta, se excitó la estructura con dos ondas de polarización circular: una derecha y una izquierda; de forma simultánea. En la figura 4:10 se presenta la gráfica de magnitud de los parámetros de transmisión para la onda derecha y para la onda izquierda.

Los resultados obtenidos muestran que para la celda unitaria con stubs oblicuos, el comportamiento de la estructura cambia radicalmente; ya que la magnitud de los coeficientes de transmisión en la frecuencia de operación es prácticamente la misma.

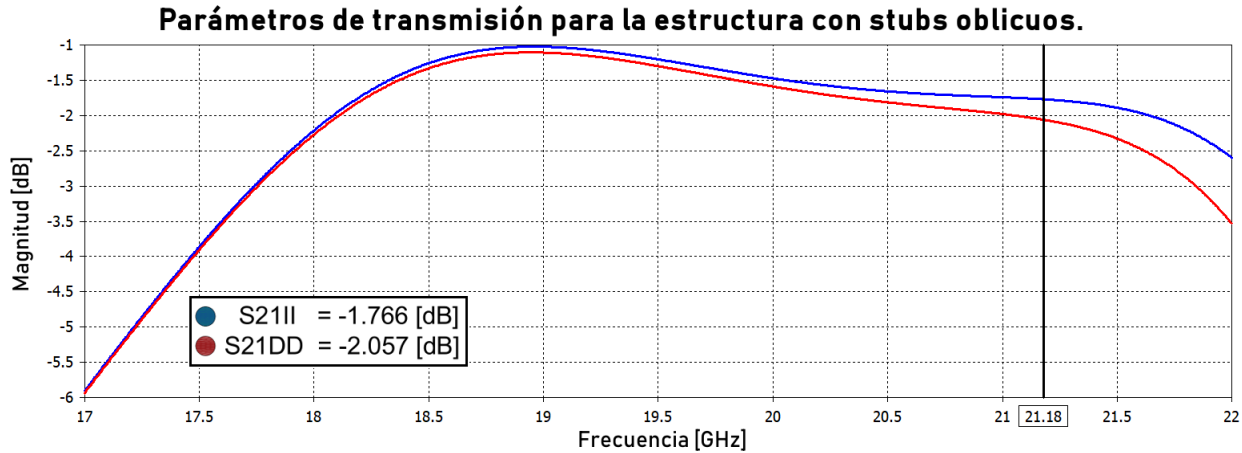


Figura 4:10: Parámetros S de la primer capa de la SSPC con stubs a 45 [°]

Debido a que los resultados no son óptimos, de nueva cuenta se utilizó la metodología de optimización por medio del barrido paramétrico de las dimensiones geométricas de la celda unitaria. Las variables de optimización son: el radio de las ranuras anulares (r), el espesor de los anillos (w), la longitud de los stubs oblicuos (l_d) y el ancho de los stubs (p). Las dimensiones geométricas óptimas se presentan en la tabla 13.

Tabla 13: VALORES GEOMÉTRICOS ÓPTIMOS.

Parámetro	Valor	Descripción
r	3.0975 [mm]	Radio de los anillos
w	1 [mm]	Espesor de los anillos
l_d	2 [mm]	Longitud de los stubs
p	0.5 [mm]	Ancho de los stubs

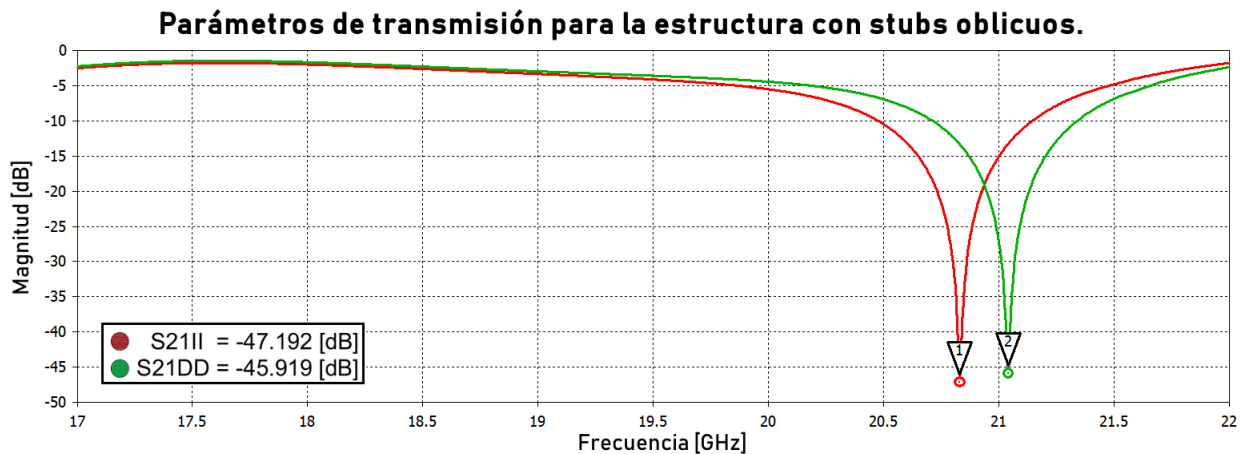


Figura 4:11: Parámetros S de la primer capa de la SSPC con stubs a 45 [°] optimizada.

En la figura 4:11 se presentan los resultados de la simulación al excitar la estructura optimizada con dos ondas de polarización circular de forma simultánea. La frecuencia de resonancia del coeficiente de transmisión para la onda de polarización circular izquierda es de 20.8 [GHz]; por otro lado, la frecuencia de resonancia para la onda derecha es de 21.04 [GHz].

Los resultados indican que la estructura con stubs oblicuos no funciona como una superficie selectiva de polarización circular; ya que no existe una frecuencia en donde una de las ondas circulares se transmita completamente y la otra sea reflejada. Esto puede explicarse a partir de la distribución del campo eléctrico asociado a los modos de orden superior (sección 3.2.4 de este trabajo), debido a que los diodos no se encuentran en zonas donde el campo es máximo. Otro aspecto que influye en el cambio de funcionamiento de la estructura, es que la distancia entre dos stubs que interactúan entre sí es mayor que en diseño original.

La estructura con stubs oblicuos no permite seleccionar ondas de polarización circular, por lo tanto, la propuesta de la celda unitaria para una SSPC con ocho stubs por elemento queda descartada.

4.1.3. Superficie selectiva de polarización circular con cuatro diodos p-i-n por elemento.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las secciones 3.2.2.3 y 4.1.1 de este trabajo; se propone que cada elemento del arreglo tenga únicamente cuatro stubs con su respectivo diodo p-i-n. La nueva propuesta de celda unitaria se presenta en la figura 4:14.

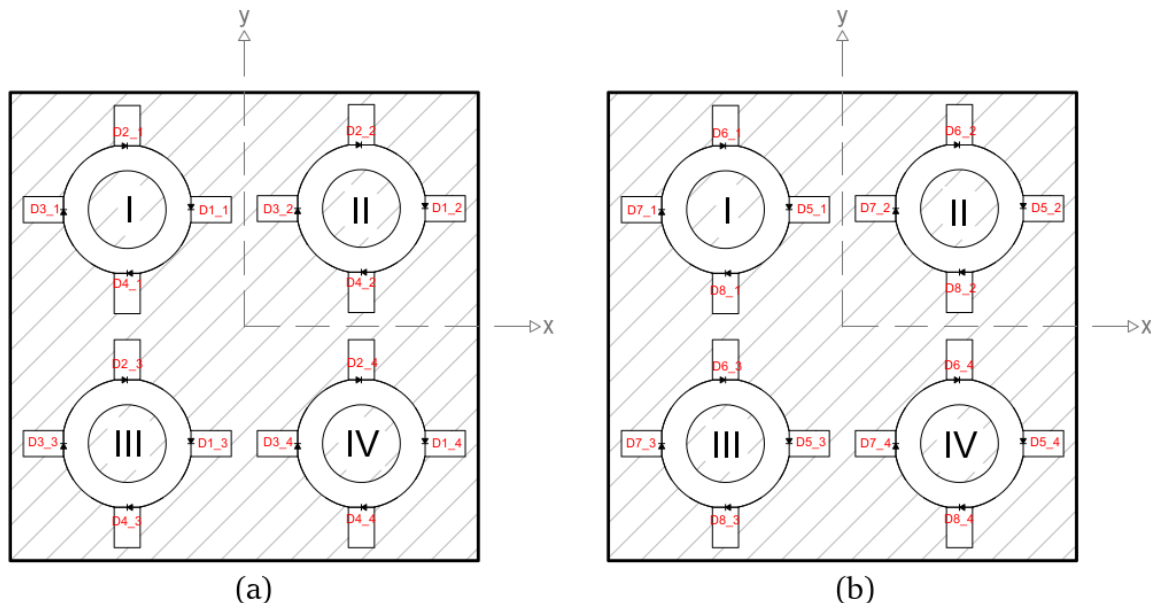


Figura 4:12: Celda unitaria de la SSPC reconfigurable: (a) primer capa y (b) segunda capa.

Los cuatro posibles estados para la conmutación de los diodos p-i-n se presentan en las tablas 14–17. Los diodos están clasificados de acuerdo al cuadrante donde se ubica el elemento al que pertenecen. La letra *A* identifica a los diodos que están polarizados en inversa; por otro lado, la letra *C* identifica a los diodos que están polarizados en directa. En cada cuadrante, para cada estado, un par de diodos están abiertos; uno de la primer capa y otro de la segunda (con una diferencia de ± 90 [°]). En términos generales, para cada estado se polariza en inversa un diodo por elemento.

Una representación gráfica de la configuración de los diodos de la primer capa en el primer estado de conmutación se presenta en la figura 4:13.

Tabla 14: CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE I.

Estado	D1_1	D2_1	D3_1	D4_1	D5_1	D6_1	D7_1	D8_1
1	A	C	C	C	C	A	C	C
2	C	A	C	C	C	C	A	C
3	A	C	C	C	C	C	C	A
4	C	A	C	C	A	C	C	C

Tabla 15: CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE II.

Estado	D1_2	D2_2	D3_2	D4_2	D5_2	D6_2	D7_2	D8_2
1	C	C	A	C	C	C	C	A
2	C	C	C	A	A	C	C	C
3	C	C	A	C	C	A	C	C
4	C	C	C	A	C	C	A	C

Tabla 16: CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE III.

Estado	D1_3	D2_3	D3_3	D4_3	D5_3	D6_3	D7_3	D8_3
1	C	C	A	C	C	C	C	A
2	C	C	C	A	A	C	C	C
3	C	C	A	C	C	A	C	C
4	C	C	C	A	C	C	A	C

Tabla 17: CONFIGURACIÓN DE LOS DIODOS DEL CUADRANTE IV.

Estado	D1_4	D2_4	D3_4	D4_4	D5_4	D6_4	D7_4	D8_4
1	A	C	C	C	C	A	C	C
2	C	A	C	C	C	C	A	C
3	A	C	C	C	C	C	C	A
4	C	A	C	C	A	C	C	C

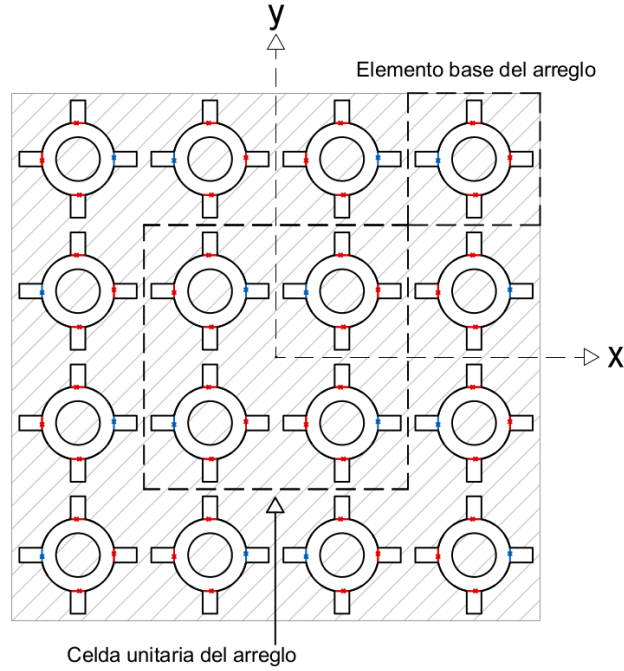


Figura 4:13: Primer capa de la celda unitaria modificada. Los diodos abiertos se muestran en color azul y los diodos cerrados se muestran en color rojo.

En la figura 4:14 se presentan las gráficas de la magnitud en decibels de los coeficientes de transmisión para las dos ondas circulares para los dos primeros estados. En $f = 21.095$ [GHz] la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular derecha. Por otro lado, en la figura 4:15 se presentan las gráficas de la magnitud en decibels de los coeficientes de transmisión para las dos ondas circulares para los estados 3 y 4. En $f = 21.095$ [GHz] la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular izquierda.

Al analizar las gráficas de los coeficientes de reflexión para la onda derecha (figura 4:16) y para la onda izquierda (figura 4:17), se concluye que la estructura diseñada es reconfigurable para ambos tipos de polarización circular y cumple con el principio de Fox [2], ya que al cambiar la posición de los diodos abiertos en $\gamma = 90$ [°], la fase de la onda reflejada cambia en 180 [°]; que es equivalente a 2γ . En la tabla 18 se presenta un resumen del funcionamiento de los cuatro estados.

Tabla 18: CAMBIO DE FASE EN CADA ESTADO

Estado	$\Delta\varphi$ CI [°]	$\Delta\varphi$ CD [°]
1	-	0
2	-	180
3	0	-
4	180	-

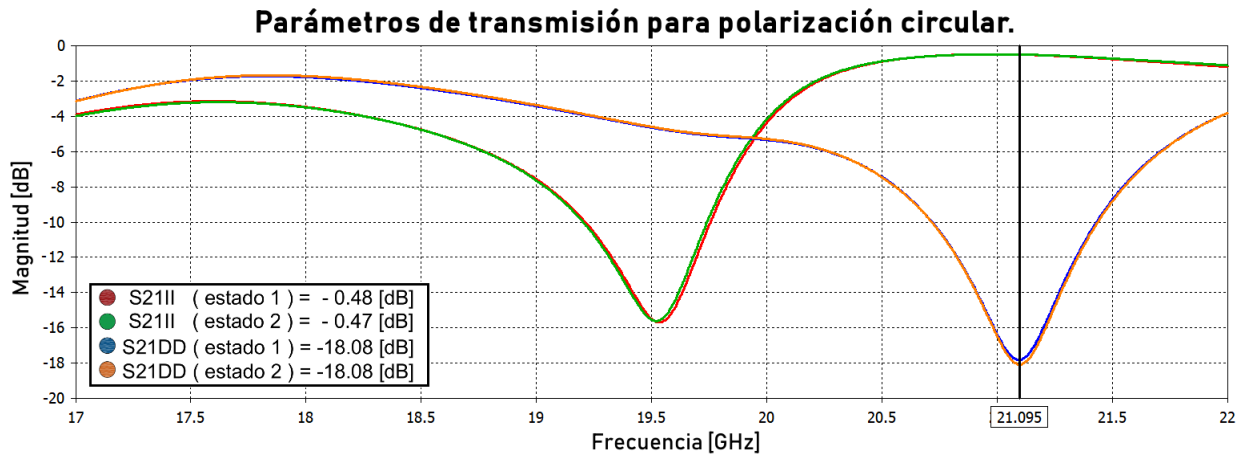


Figura 4:14: Coeficientes de transmisión para el estado 1 y el estado 2.

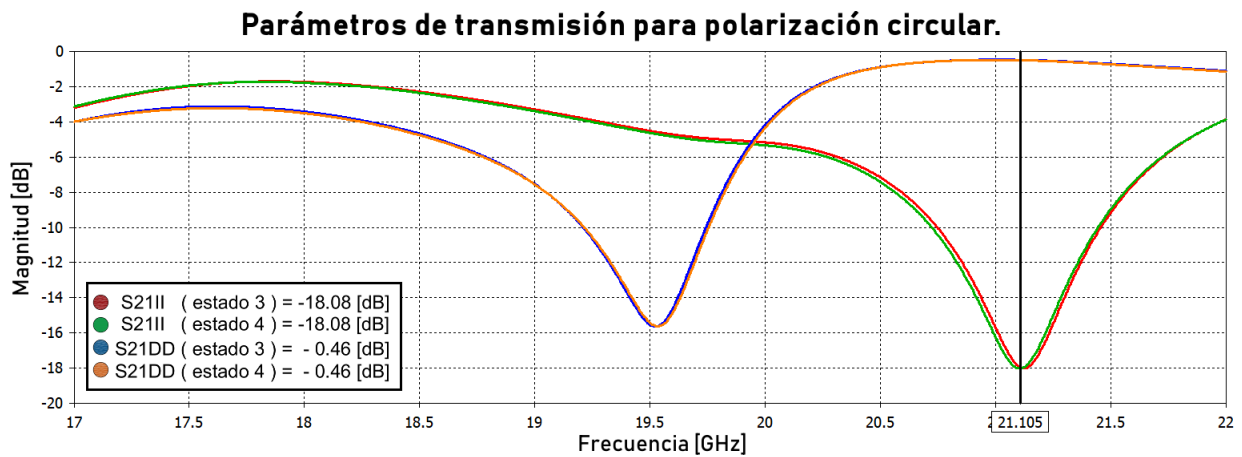


Figura 4:15: Coeficientes de transmisión para el estado 3 y el estado 4.

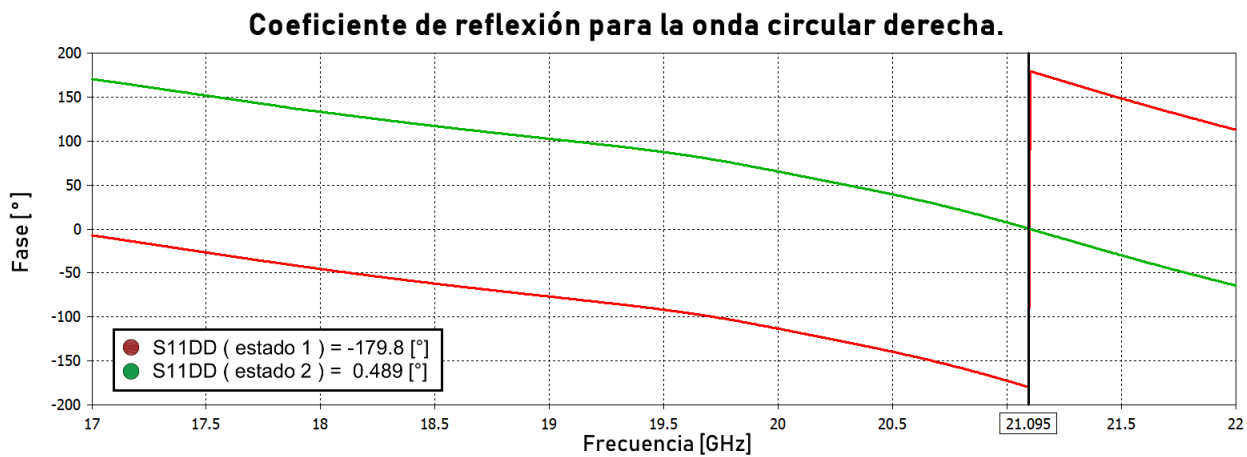


Figura 4:16: Diferencia de fase de la onda reflejada derecha en los estados 1 y 2.

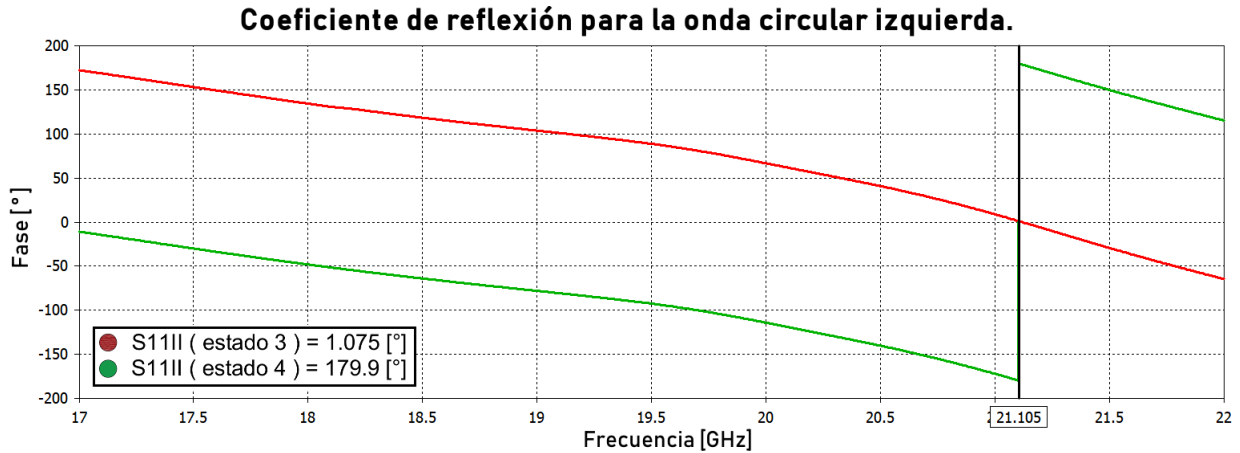


Figura 4:17: Diferencia de fase de la onda reflejada derecha en los estados 3 y 4.

4.2. Control de la fase de la onda de polarización circular transmitida por la SSPC.

4.2.1. Diseño de la superficie reflectiva.

Una vez que se ha encontrado la configuración geométrica óptima de la superficie selectiva de polarización circular, se procederá a diseñar la superficie reflectiva encargada de controlar la dirección de reflexión de la onda de polarización circular que es transmitida por la SSPC.

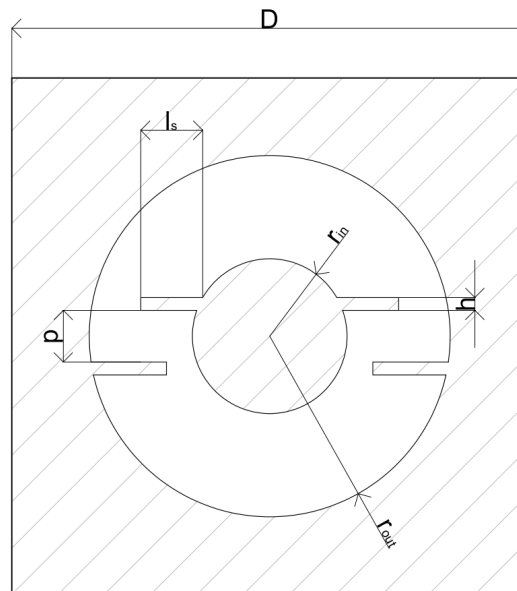


Figura 4:18: Celda unitaria de la superficie reflectiva.

La celda unitaria de dicha superficie reflectiva (figura 4:18) estará compuesta por un anillo ranurado con cargas reactivas, en este caso, se utilizarán dos pares de postes metálicos

para simular una carga capacitiva. La distribución de los elementos de la superficie será cuadrada.

Para sintonizar la estructura se buscará que la magnitud de los coeficientes de reflexión para la onda de polarización lineal vertical y de la onda de polarización lineal vertical del anillo ranurado sea de 0.445 en la frecuencia de operación de la superficie selectiva de polarización circular: 20.9 [GHz] (figura 4:19).

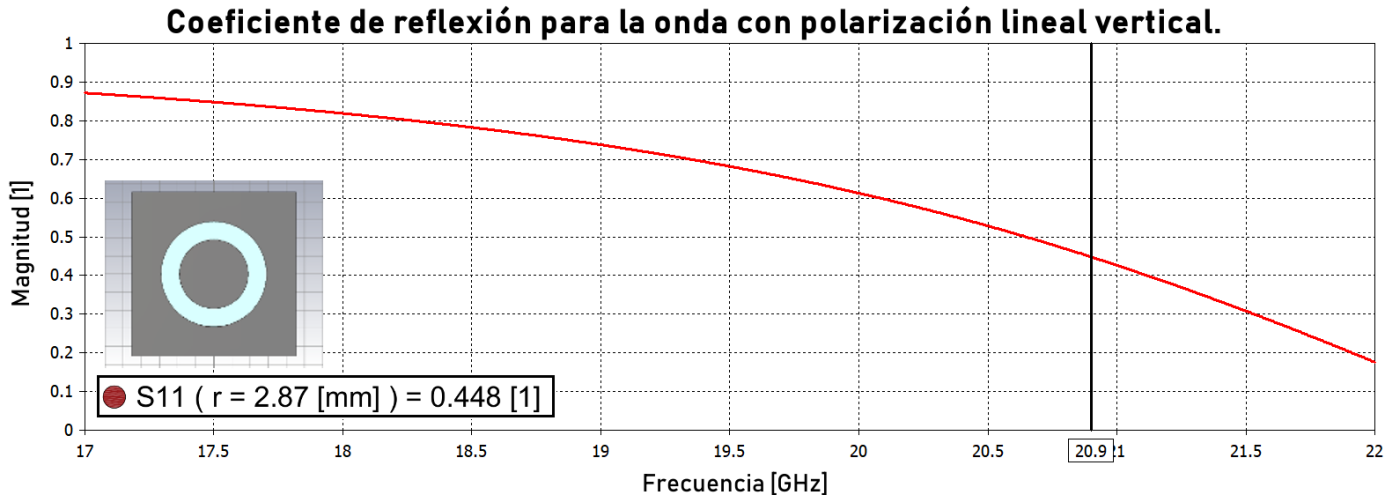


Figura 4:19: Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal vertical.

Mediante un proceso de barrido paramétrico se encontró que el radio interior del anillo que cumple con las características de diseño es de $r_{in} = 1.87$ [mm] y el radio exterior es $r_{out} = 2.87$ [mm]. Cuando el elemento base del arreglo es solamente el anillo ranurado, la frecuencia de resonancia para los coeficientes de reflexión para la onda de polarización lineal derecha y para la onda de polarización izquierda es la misma.

El siguiente paso en el proceso de diseño de la superficie reflectiva consistió en insertar los dos pares de postes metálicos a lo largo del eje x en la celda unitaria, con el objetivo de disminuir la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión de la onda de polarización lineal horizontal, de tal forma que en $f = 20.9$ [GHz], su magnitud sea de 0.445.

Los postes metálicos emulan el funcionamiento de un capacitor, debido a que en el área entre ellos, hay un material dieléctrico; para explicar su funcionamiento, se retoma la fórmula para calcular la capacitancia de un capacitor de placas planas y paralelas:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (4.1)$$

donde:

ϵ_r es la permitividad eléctrica del sustrato,

ϵ_0 es la permitividad eléctrica del espacio libre,
 A es el área entre las placas conductoras, y,
 d es la distancia entre las placas del capacitor.

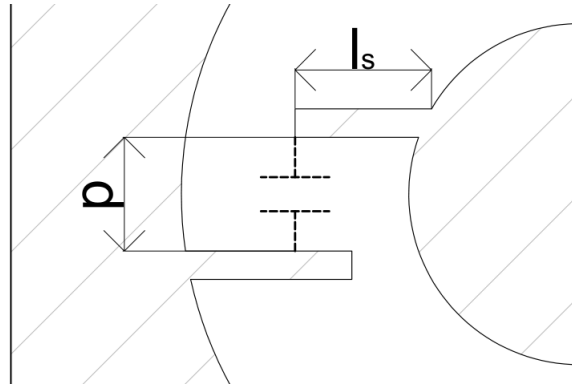


Figura 4:20: Capacitancia entre los postes metálicos.

Una de las posibles soluciones para disminuir la frecuencia de resonancia consiste en aumentar la capacitancia, en el caso de la ranura angular con postes metálicos, la capacitancia asociada crecerá al incrementar la longitud de los stubs (l_s) o al disminuir la distancia entre ellos (p).

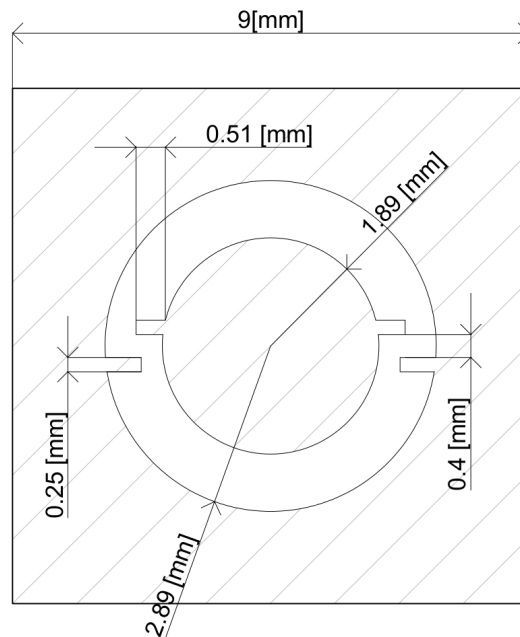


Figura 4:21: Celda unitaria de la superficie reflectiva con dimensiones geométricas.

Mediante un proceso de barrido paramétrico se encontró que los valores óptimos son $l_s = 0.51$ [mm] y $p = 0.4$ [mm]. La geometría de la celda unitaria óptima se presenta en

la figura 4:21. La gráfica de la respuesta en frecuencia de los parámetros de reflexión para las componentes vertical y horizontal se presentan en la figura 4:22. Para una frecuencia $f = 20.896$ [GHz], la magnitud de ambos coeficientes es de 0.448 [1].

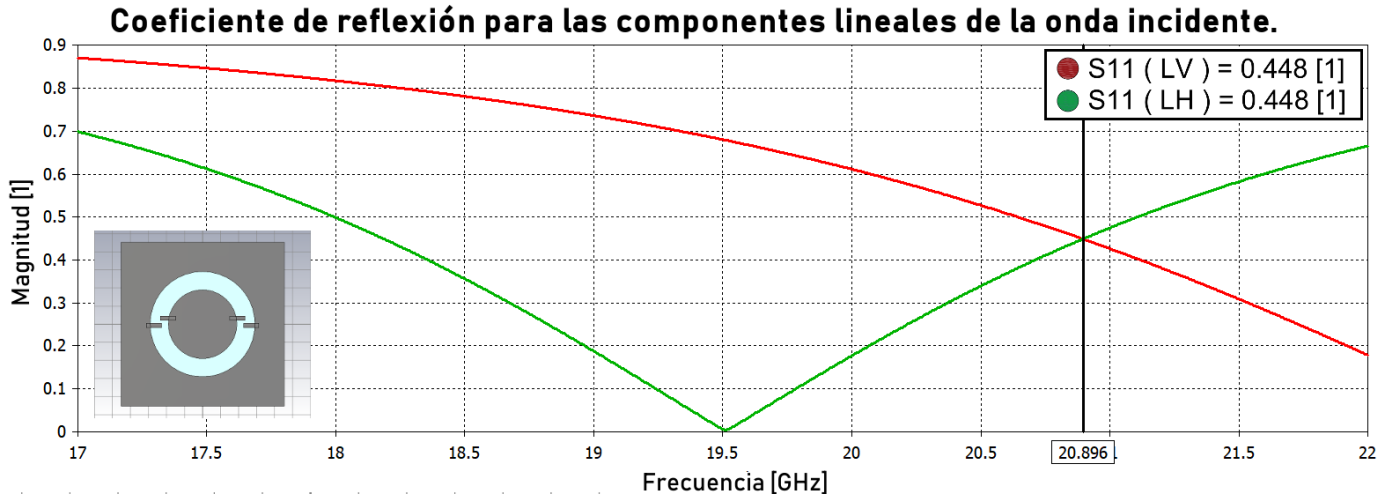


Figura 4:22: Respuesta en frecuencia de la magnitud de los coeficientes de reflexión para las onda de polarización lineal.

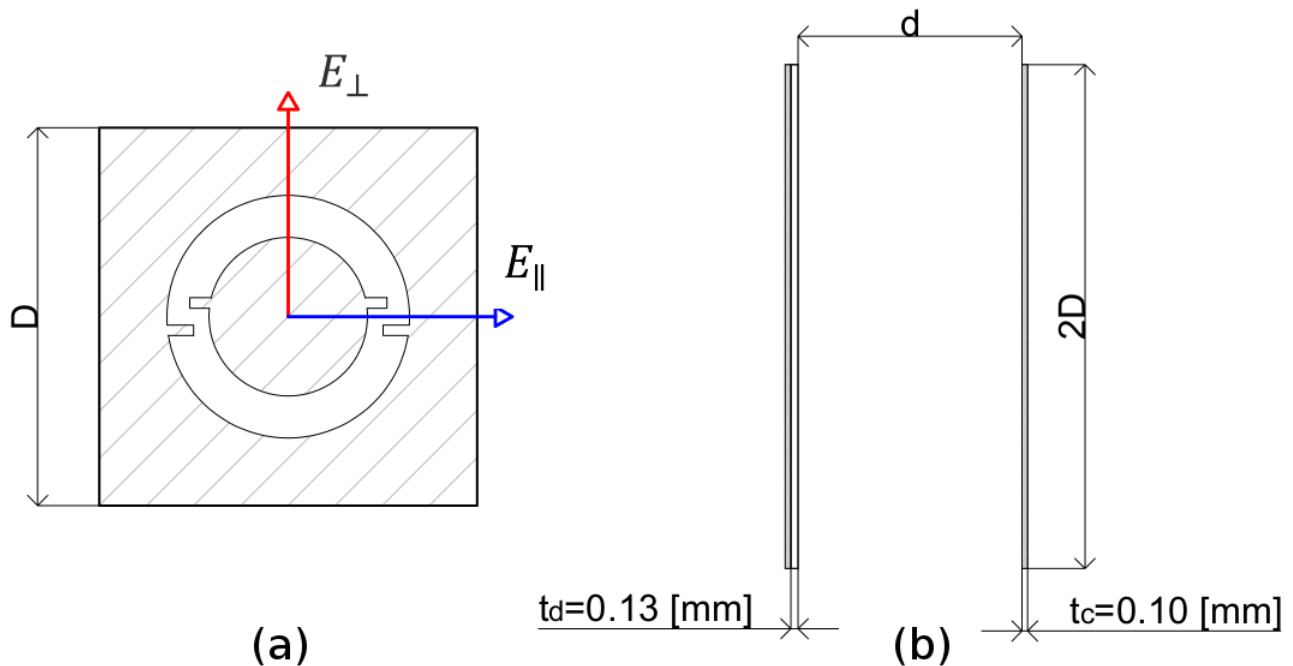


Figura 4:23: (a) Incidencia de ondas de polarización circular en la celda unitaria y (b) vista lateral de la superficie reflectiva.

4.2.2. Simulación con el plano de tierra.

Después de que se encontraron las dimensiones geométricas óptimas de la ranura anular con postes metálicos, se procedió a simular la estructura añadiendo una placa de material conductor que funcionará como plano de tierra.

La distancia entre las capas de la superficie reflectiva, debe elegirse en virtud de obtener una determinada diferencia de fase.

De acuerdo a lo estudiado en la sección 2.2.4 de este trabajo, la diferencia de fase entre las componentes lineales de la onda incidente, con el objetivo de suprimir la onda reflejada no controlada debe ser de 180° ; para que exista dicha diferencia de fase, la distancia entre las capas del arreglo debe ser:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{3 \cdot 10^8 [m/s] / 20.9 \cdot 10^9 [Hz]}{4} = 3.58 [mm] \quad (4.2)$$

Para verificar que la distancia entre las placas fuera óptima se simuló la estructura completa (incluyendo el plano de tierra), la excitación de la estructura se realizó con ondas de polarización lineal para verificar que existiera una diferencia de fase de 180° entre sus coeficientes de reflexión.

En la figura 4:24 se presenta la respuesta en frecuencia de los coeficientes de reflexión para la componente lineal vertical (ortogonal a los postes) y para la componente lineal horizontal (paralela a los postes); se demostró que cuando $d = \lambda/4$, la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión de las componentes lineales es óptima, por lo tanto, la onda reflejada no controlada será suprimida.

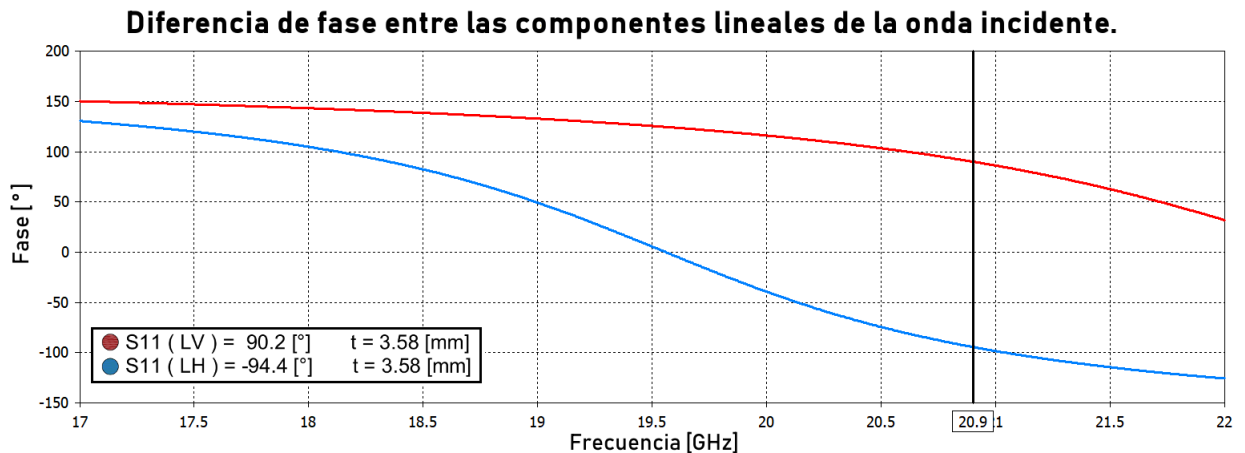


Figura 4:24: Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión para las componentes lineales de la onda incidente.

Finalmente, se simuló la estructura cambiando la posición angular de los postes metálicos para demostrar que se cumple el principio de Fox [2]. Por lo tanto al cambiar la posición

de los postes metálicos en un ángulo γ , la fase de la onda reflejada debe cambiar en 2γ ; se consideró una celda unitaria con periodo $D = 18$ [mm] (figura 4:25), para que haya cuatro elementos por celda, como en el caso de la superficie selectiva de polarización circular.

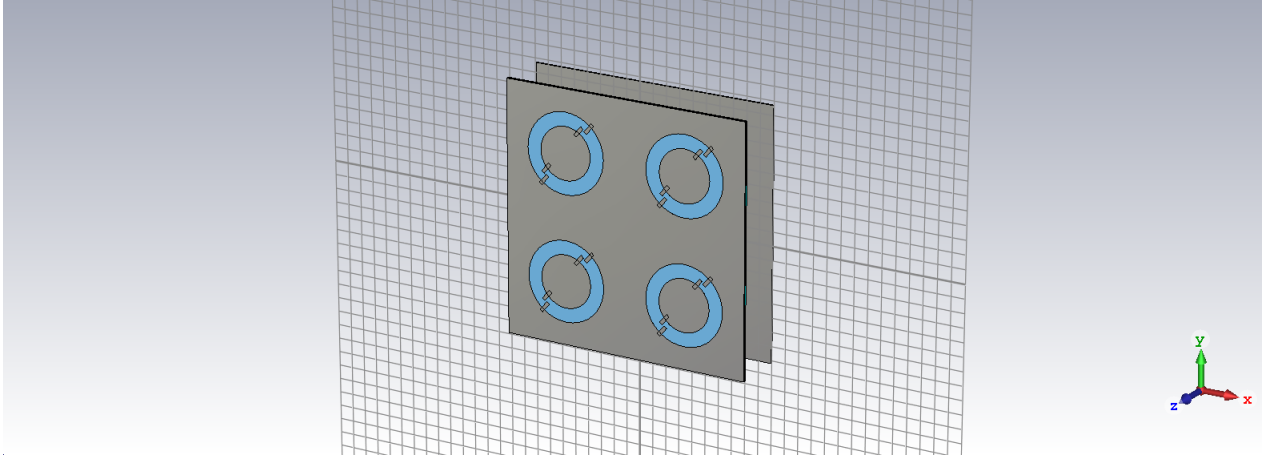


Figura 4:25: Celda unitaria de cuatro elementos para $\gamma = 50$ [°].

La posición de los postes metálicos varió dentro del intervalo $0 \leq \gamma \leq 180$ [°], con incrementos de 10 [°], entonces, la fase de la onda reflejada debe cambiar 20 [°].

Los resultados obtenidos (figuras 4:26 y 4:27) son consistentes con el principio de Fox [2], ya que se presenta un cambio en la fase de la onda reflejada de 20 [°], con un error de cambio fase de $\Delta\varphi = \pm 1.07$ [°]. Además, el nivel de polarización cruzada (figura 4:28) alcanza niveles menores a -20 [dB] para todos los ángulos de los postes metálicos evaluados.

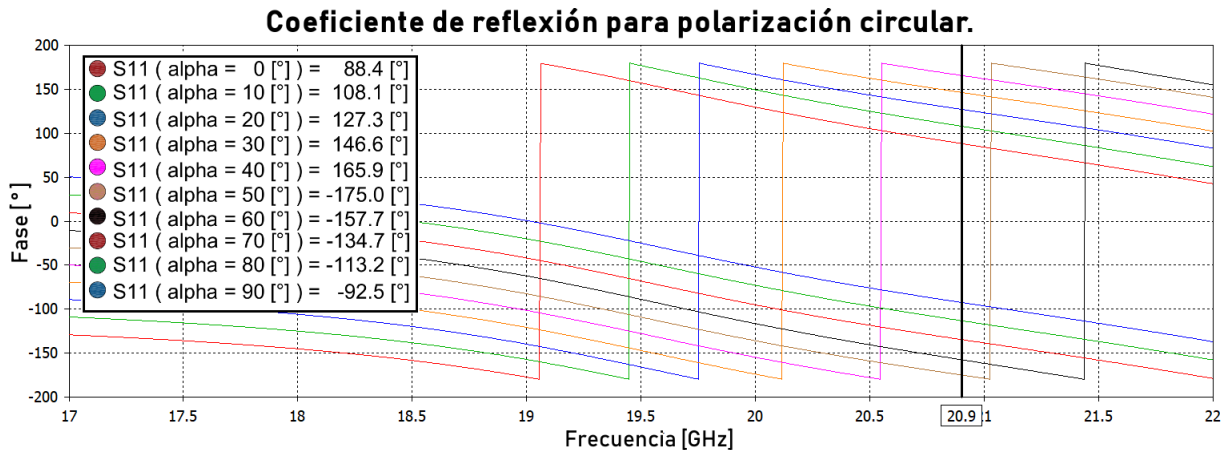


Figura 4:26: Respuesta en frecuencia de la fase de la onda reflejada para $0 \leq \gamma \leq 90$ [°].

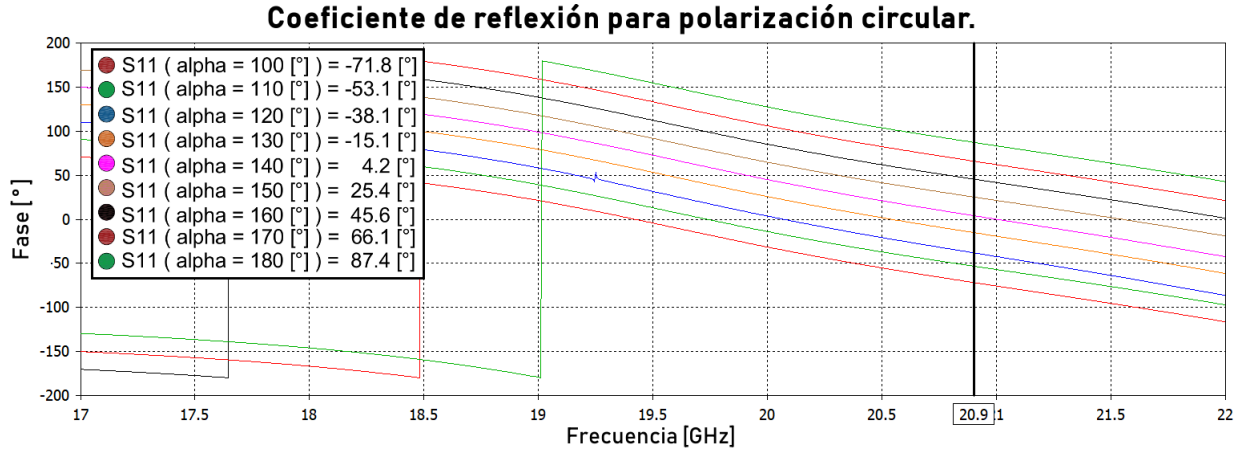


Figura 4:27: Respuesta en frecuencia de la fase de la onda reflejada para $100 \leq \gamma \leq 180$ [°].

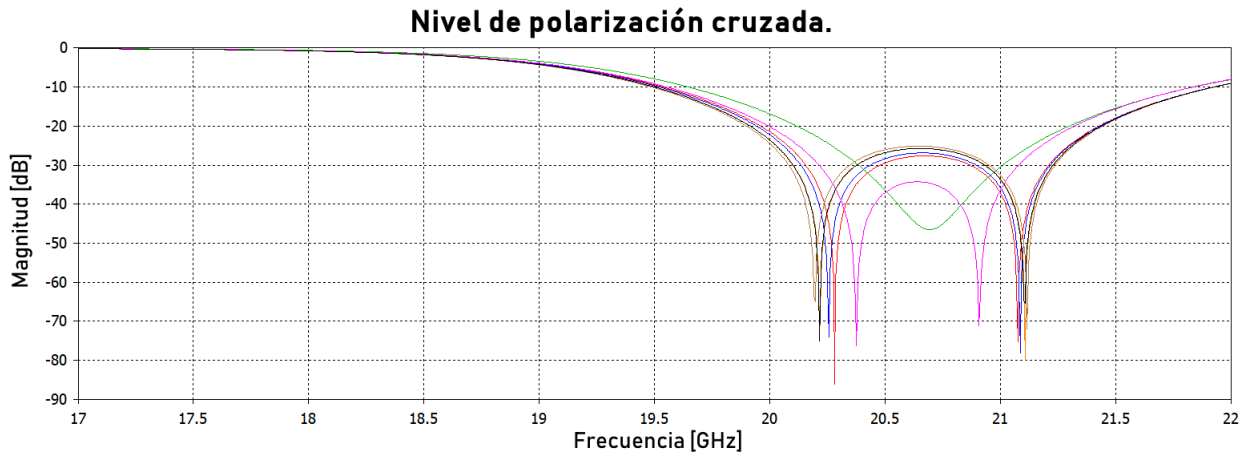


Figura 4:28: Respuesta en frecuencia del nivel de polarización cruzada para $0 \leq \gamma \leq 180$ [°].

4.3. Simulación de la estructura completa.

El último paso en el proceso de diseño del arreglo reflectivo para polarización dual circular consiste en integrar la superficie selectiva de polarización circular y la superficie reflectiva que controla la dirección de reflexión de la onda transmitida.

La estructura completa consiste de cuatro capas: dos de la superficie selectiva de polarización circular y dos de la superficie reflectiva que controla la fase de la onda transmitida. El sustrato dieléctrico tiene una permitividad eléctrica relativa de $\epsilon_r = 2.5$ [1] y un espesor de $t_d = 0.13$ [mm]. El material conductor es PEC (conductor perfecto) con un espesor de $t_c = 0.1$ [mm]. En primer lugar, se simuló una estructura compuesta por la superficie reflectiva diseñada en la sección 4.2 y la superficie selectiva de polarización circular con un stub y un diodo p-i-n por elemento (figura 4:29).

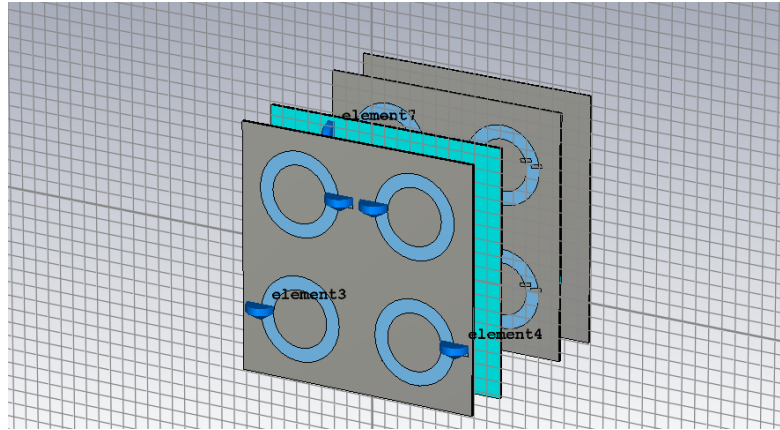


Figura 4:29: Celda unitaria del arreglo reflectivo en el primer estado.

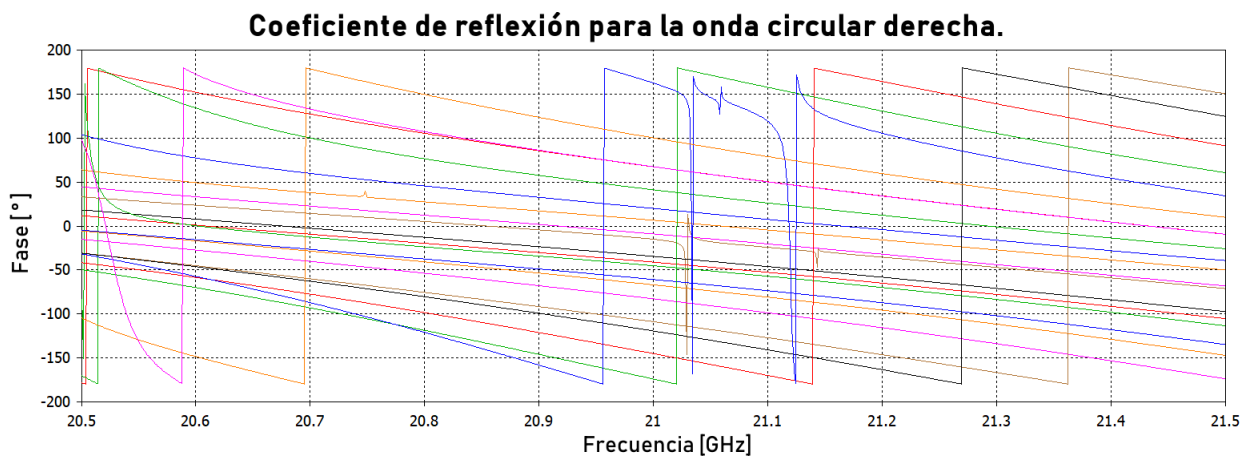


Figura 4:30: Fase de reflexión de la onda circular derecha.

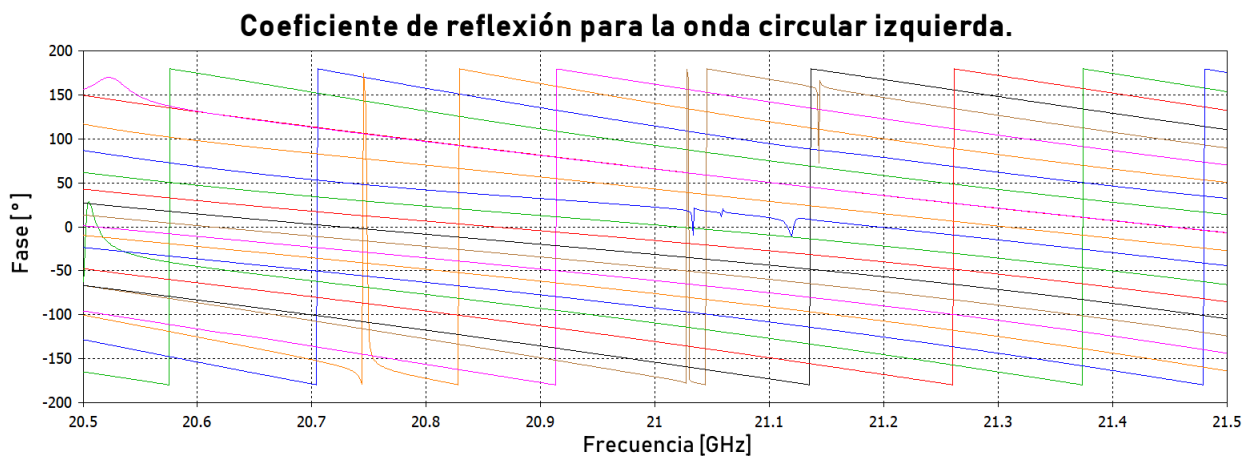


Figura 4:31: Fase de reflexión de la onda circular izquierda.

Las gráficas de la fase de reflexión de la onda derecha y de la onda izquierda se presentan en las figuras 4:30 y 4:31, respectivamente. En el caso de la onda circular izquierda los resultados son congruentes con el principio de Fox [2]. Para la onda circular derecha los resultados no son congruentes debido a que la posición de los diodos p-i-n no cambia, mientras que la fase de la onda reflejada sí presenta cambios.

Se encontró que aunque al aumentar el número de tetrahedrones del mallado, los resultados no eran consistentes, esto puede ser atribuido a que el software de simulación electromagnética tiende a crear una mayor cantidad de tetrahedrones para los elementos concentrados, incrementando de forma significativa el tiempo de cómputo necesario para ejecutar las simulaciones.

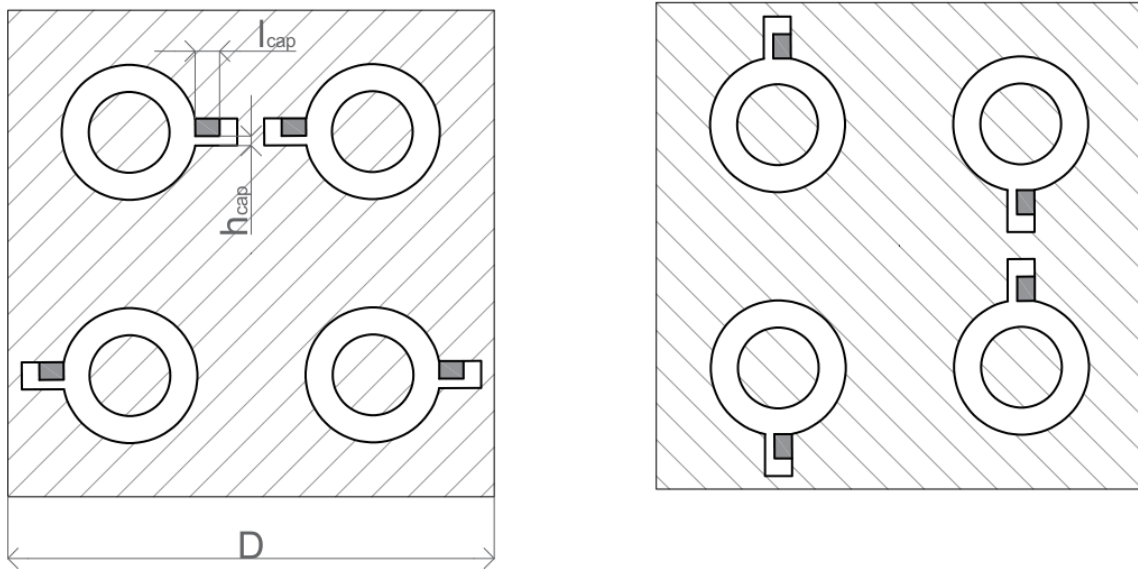


Figura 4:32: Celda unitaria de la SSPC con salientes: (a) primer capa y (b) segunda capa.

Con el objetivo de disminuir el tiempo de cómputo necesario para simular la estructura se procedió a sustituir los diodos p-i-n por un saliente metálico. La propuesta de celda unitaria de la superficie selectiva de polarización circular con salientes metálicos se presenta en la figura 4:32.

Los parámetros geométricos de los capacitores construidos con salientes metálicos son su longitud (l_{cap}) y su altura (h_{cap}). Las dimensiones óptimas fueron calculadas por medio de un proceso de barrido paramétrico. La altura inicial del parche metálico fue $h_{cap} = 0.1$ [mm]. El intervalo de variación de la longitud fue de $0.2 \leq l_{cap} \leq 1$ [mm].

En el proceso de optimización se consideró un tercer grado de libertad: el espesor de las ranuras anulares (w). El intervalo de variación para dicho parámetro geométrico fue $0.75 \leq w \leq 1.25$ [mm].

Las dimensiones geométricas óptimas se presentan en la tabla 19.

La gráfica de la magnitud de los parámetros de transmisión para las ondas circulares se presentan en la figura 4:33. Se observa que para $f = 20.935$ [GHz], la onda de polarización circular derecha se refleja completamente ($S_{21}^{DD} = -40.2$ [dB]) y la onda de polarización circular izquierda se transmite con pérdidas de -0.389 [dB]. Además, la integración de los capacitores formados con parches metálicos desplaza la frecuencia de resonancia de la onda circular izquierda fuera del intervalo de estudio.

Tabla 19: DIMENSIONES GEOMÉTRICAS ÓPTIMAS

Parametro geométrico	Dimensión [mm]	Descripción
d	3.6	Distancia entre las capas
h_{cap}	0.1	Altura del capacitor
l_{cap}	0.4	Longitud del parche metálico
l_s	1.4	Longitud del stub
p	0.5	Ancho del stub
r	3.0975	Radio de las ranuras anulares
w	1.278	Espesor de las ranuras anulares

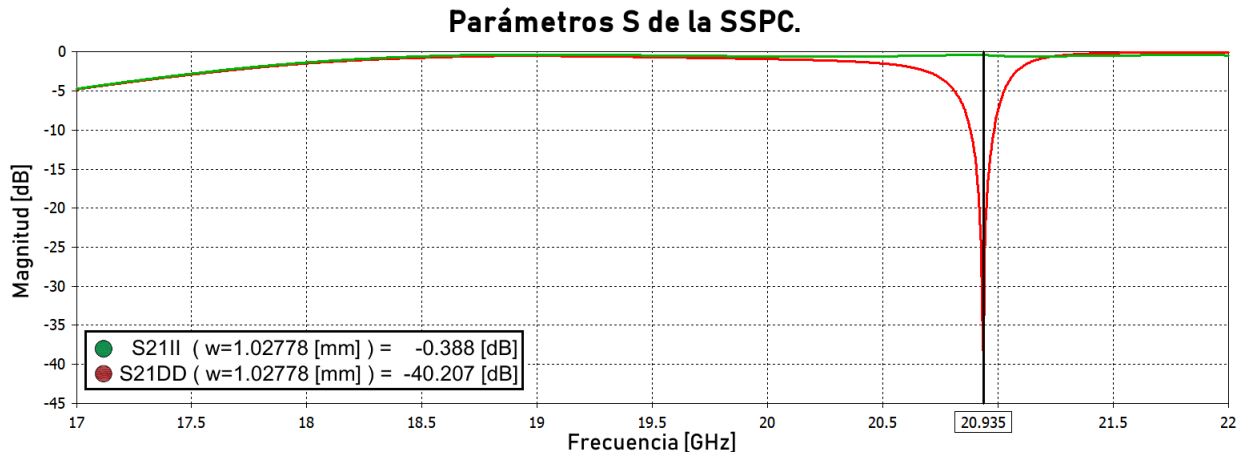


Figura 4:33: Parámetros de transmisión del arreglo de dos capas con capacitores formados por salientes metálicos.

El último paso en el proceso de diseño del arreglo reflectivo para polarización dual circular consistió en simular los primeros dos estados de conmutación utilizando la superficie selectiva de polarización circular con parches metálicos. Este estudio nos permitirá analizar los cambios de fase para la onda reflejada por la superficie selectiva de polarización circular y por la superficie reflectiva.

A pesar de solo simular los dos primeros estados; y, de acuerdo a lo estudiado en el capítulo 3 y en la sección 4.1 de este trabajo; es posible deducir el comportamiento de los otros dos estados, debido a que únicamente cambia el tipo de polarización que refleja la superficie selectiva.

4.3.1. Simulación del primer estado de conmutación.

La celda unitaria del primer estado de conmutación se presenta en la figura 4:34. La estructura está compuesta por cuatro capas: dos de la superficie selectiva de polarización circular y dos de la superficie reflectiva que controla la fase de la onda transmitida por la SSPC.

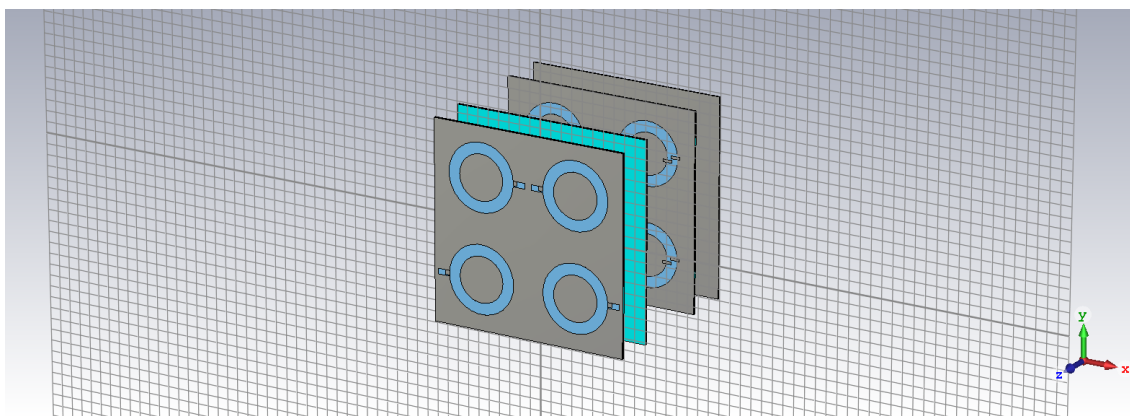


Figura 4:34: Celda unitaria del arreglo reflectivo para el primer estado.

La simulación del arreglo se realizó excitando la estructura con dos ondas de polarización circular de forma consecutiva: una izquierda y otra derecha. La posición de los postes metálicos de la superficie reflectiva cambió dentro del intervalo $0 \leq \theta \leq 180$ [°] con paso de $\Delta\theta = 10$ [°].

Las gráficas de la fase de reflexión para la onda de polarización circular transmitida por la superficie selectiva de polarización circular se presentan en las figuras 4:35 y 4:36.

Debido a que la superficie selectiva es derecha, la fase de reflexión de la onda izquierda es controlada por la posición de los postes metálicos de la superficie reflectiva.

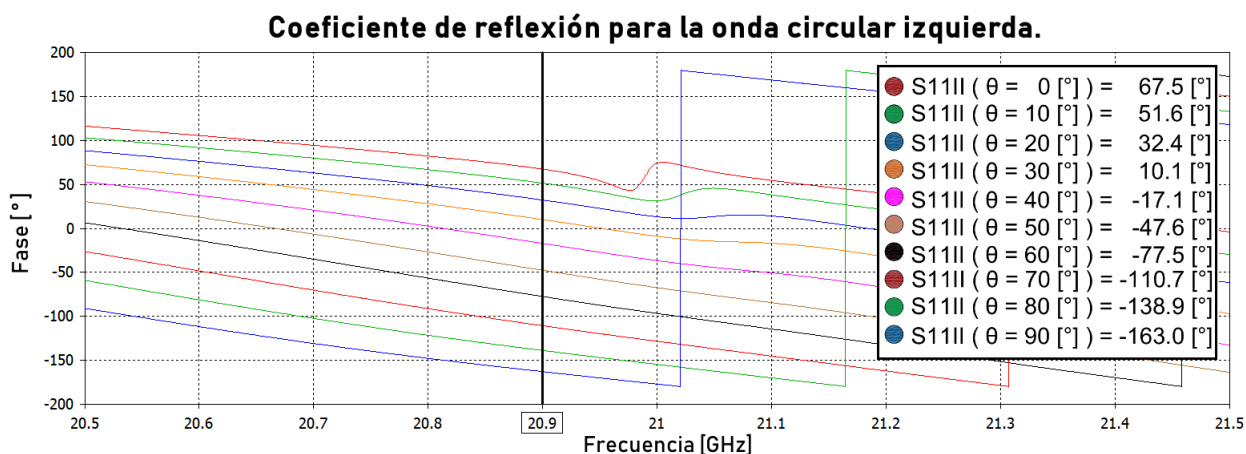


Figura 4:35: Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $0 \leq \theta \leq 90$ [°].

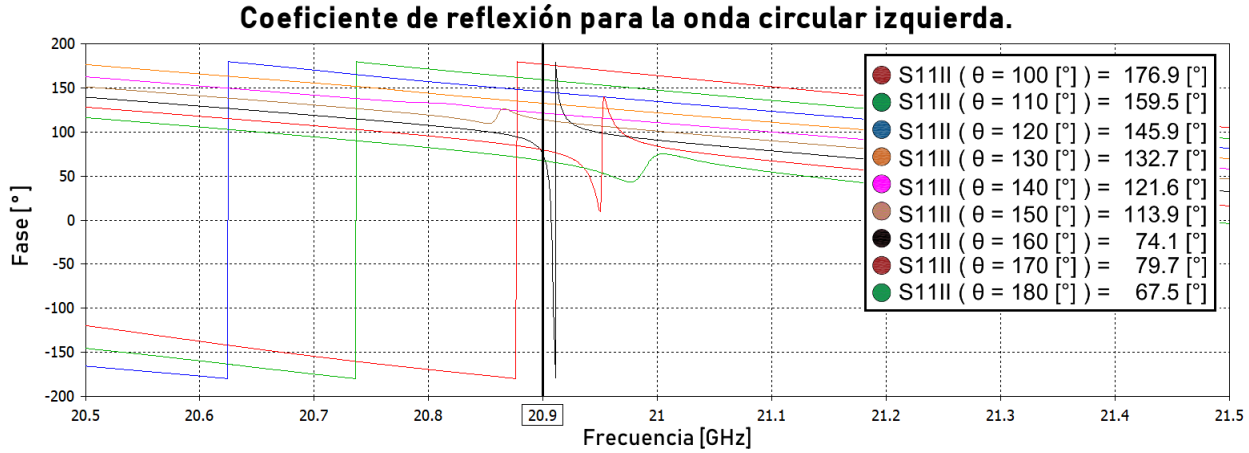


Figura 4:36: Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $100 \leq \theta \leq 180 [^\circ]$.

Los resultados obtenidos muestran que la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda cambia en $20 \pm 7 [^\circ]$; hecho que es congruente con el principio de Fox [2]. El grado de error en el cambio de fase puede ser atribuido a la necesidad de incrementar la cantidad de tetrahedrones del mallado de la estructura, pero, los resultados obtenidos nos permiten describir el comportamiento del arreglo de forma bastante precisa sin emplear extensos tiempos de cálculo. Otro factor que podría ayudarnos a refinar los resultados sería modificar la distancia entre las placas.

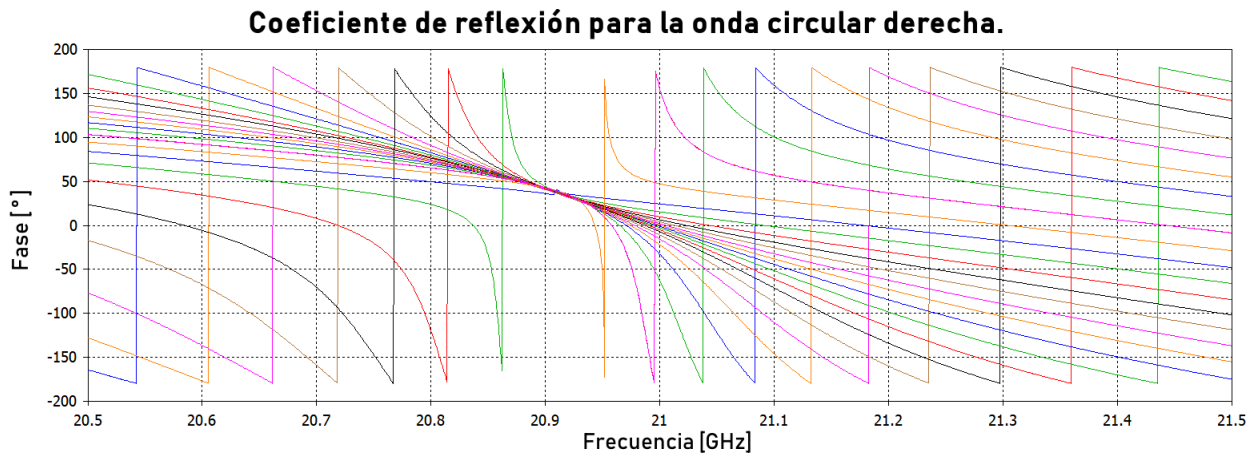


Figura 4:37: Fase de la reflexión de la onda circular derecha $0 \leq \theta \leq 180 [^\circ]$.

Se estudió el comportamiento de la onda reflejada de polarización circular derecha. Las gráficas de la fase de reflexión de la onda derecha se presentan en la figura 4:37. Los resultados de la simulación demuestran que el cambio de la fase de reflexión de las dos ondas circulares es independiente, ya que, a pesar de que la posición de los postes metálicos cambia, esto no influye en el control de la onda derecha.

4.3.2. Simulación del segundo estado de conmutación.

La celda unitaria del segundo estado de conmutación se presenta en la figura 4:38. La estructura está compuesta por cuatro capas: dos de la superficie selectiva de polarización circular y dos de la superficie reflectiva que controla la fase de la onda transmitida por la SSPC.

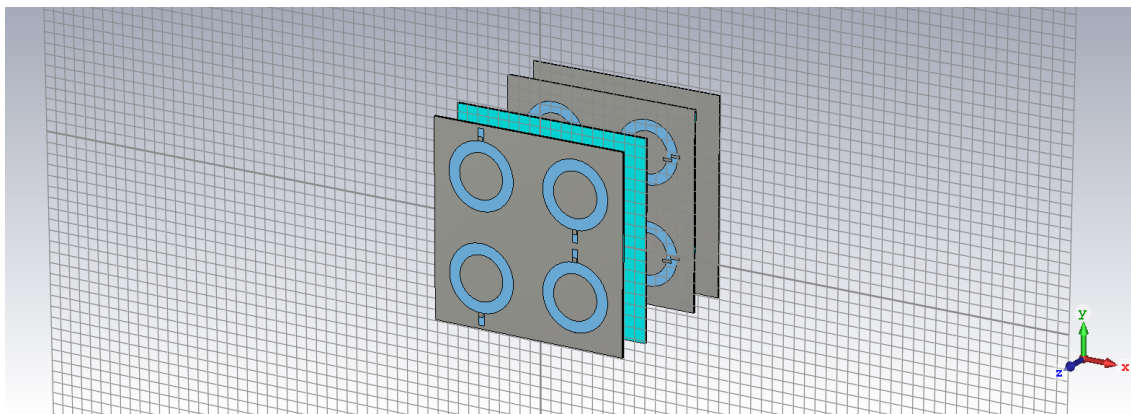


Figura 4:38: Celda unitaria del arreglo reflectivo para el segundo estado.

La simulación del arreglo se realizó excitando la estructura con dos ondas de polarización circular de forma consecutiva: una izquierda y otra derecha. La posición de los postes metálicos de la superficie reflectiva cambió dentro del intervalo $0 \leq \theta \leq 180$ [°] con paso de $\Delta\theta = 10$ [°].

Las gráficas de la fase de reflexión para la onda de polarización circular transmitida por la superficie selectiva de polarización circular se presentan en las figuras 4:39 y 4:40.

Debido a que la superficie selectiva es derecha, la fase de reflexión de la onda izquierda es controlada por la posición de los postes metálicos de la superficie reflectiva.

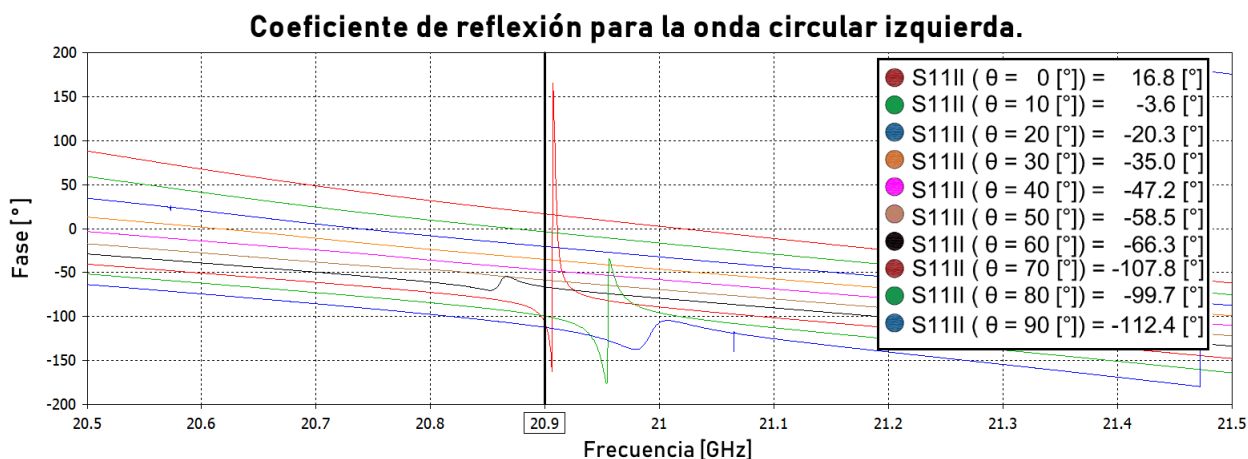


Figura 4:39: Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $0 \leq \theta \leq 90$ [°].

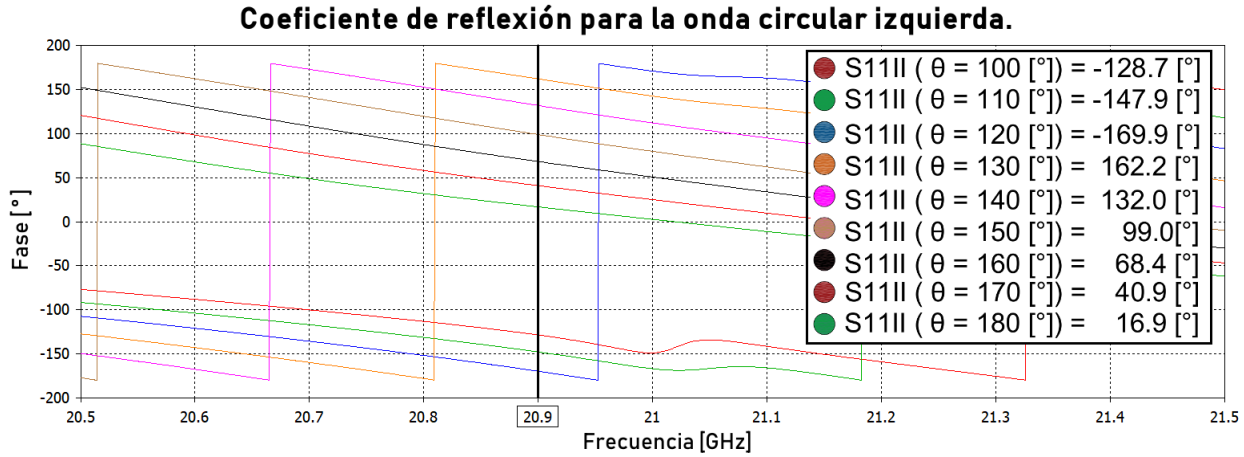


Figura 4:40: Fase de la reflexión de la onda circular izquierda $100 \leq \theta \leq 180$ [°].

Los resultados obtenidos muestran que la fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda cambia en 20 ± 7 [°]; hecho que es congruente con el principio de Fox [2], ya que cuando la posición de los postes metálicos cambia en un ángulo $\gamma = 10$ [°] la fase de la onda reflejada cambia en 2γ .

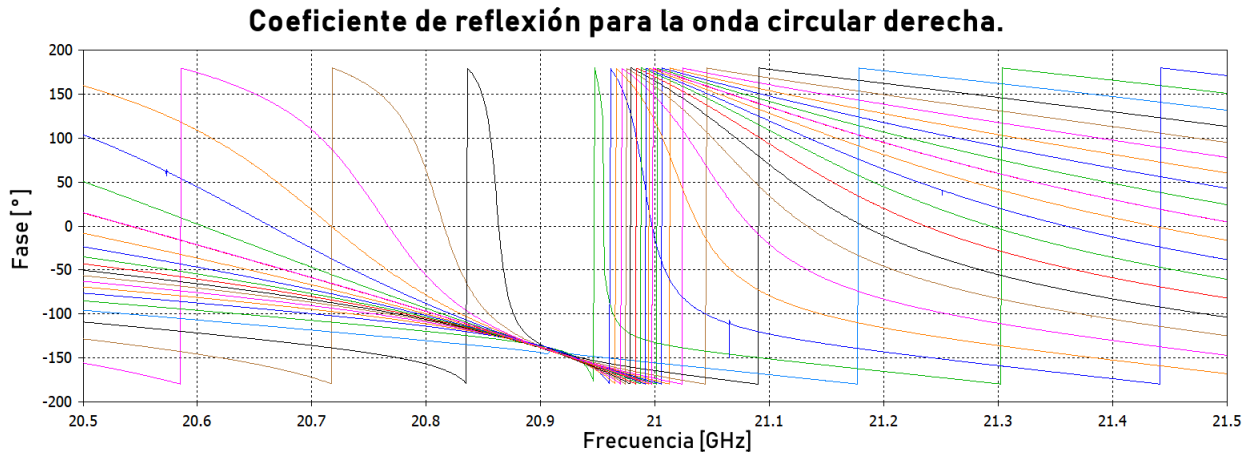


Figura 4:41: Fase de la reflexión de la onda circular derecha $0 \leq \theta \leq 180$ [°].

De nueva cuenta se estudió el comportamiento de la fase de la onda reflejada de polarización circular derecha. La gráfica de la fase del coeficiente de reflexión para la onda derecha se presenta en la figura 4:41. La dirección de reflexión no cambia a pesar de que la posición de los postes metálicos sí se modifique, por lo tanto, los resultados obtenidos son aceptables.

Finalmente, se comparó la fase de reflexión de la onda derecha en el estado 1 y en el estado 2 para una determinada posición de los postes metálicos. En la figura 4:42 se presenta la comparación entre la fase del coeficiente de reflexión para la onda derecha en los dos primeros estados. Se observa que cuando la posición angular de los elementos de la

superficie selectiva de polarización circular cambia en 90° , la fase de reflexión de la onda derecha cambia en 180° , por lo tanto, se considera que los resultados son válidos y cumplen con el objetivo de diseño planteado.

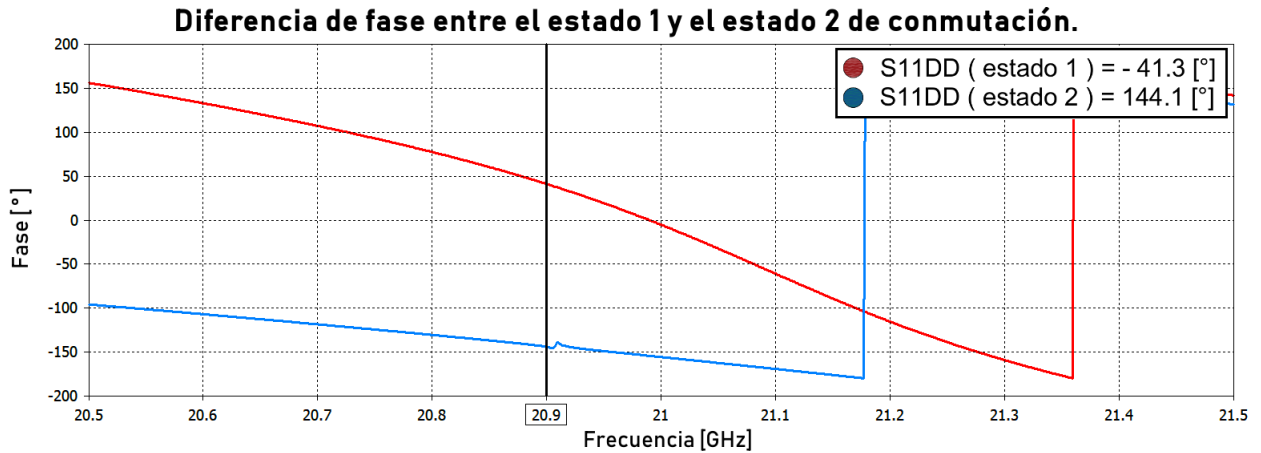


Figura 4:42: Diferencia de fase para la onda derecha reflejada entre los estados 1 y 2.

A partir de las simulaciones realizadas, se concluye que en los estados 3 y 4, la onda reflejada por la superficie selectiva de polarización circular será la izquierda, por lo tanto, la fase de la onda derecha se podrá controlar por medio de los postes metálicos de la superficie reflectiva.

4.4. Celda unitaria de la SSPC a 45 grados.

En la sección 4.1.2 de este trabajo se concluyó que una superficie selectiva de polarización circular con ocho diodos p-i-n por ranura anular no se puede implementar; debido a que el comportamiento de la estructura de dos capas cambia al polarizar en inversa los diodos ubicados en los stubs oblicuos. Además se planteó la hipótesis de que al girar la celda unitaria en 45° y sus múltiplos noes (135° , 225° y 315°) la estructura volverá a seleccionar ondas polarizadas circularmente.

La configuración de la celda unitaria después de una rotación de 45° se presenta en la figura 4:43. La distribución de los elementos es triangular y los elementos son equidistantes. Para facilitar el proceso de simulación se construyó una celda cuadrada; el periodo de la nueva celda unitaria es de $D\sqrt{2}$ a lo largo de los ejes x y y . En la primera capa existen dos posibles posiciones angulares para los stubs: 45° y 225° . Entre dos elementos adyacentes existe una diferencia angular de 180° . Los elementos de la segunda capa cambian su posición en 90° respecto a la primera capa.

Las dimensiones geométricas se mantuvieron sin cambios respecto a la última optimización realizada. De nueva cuenta se realizó la simulación de la estructura considerando la incidencia de dos ondas circulares de forma simultánea: una derecha y otra izquierda.

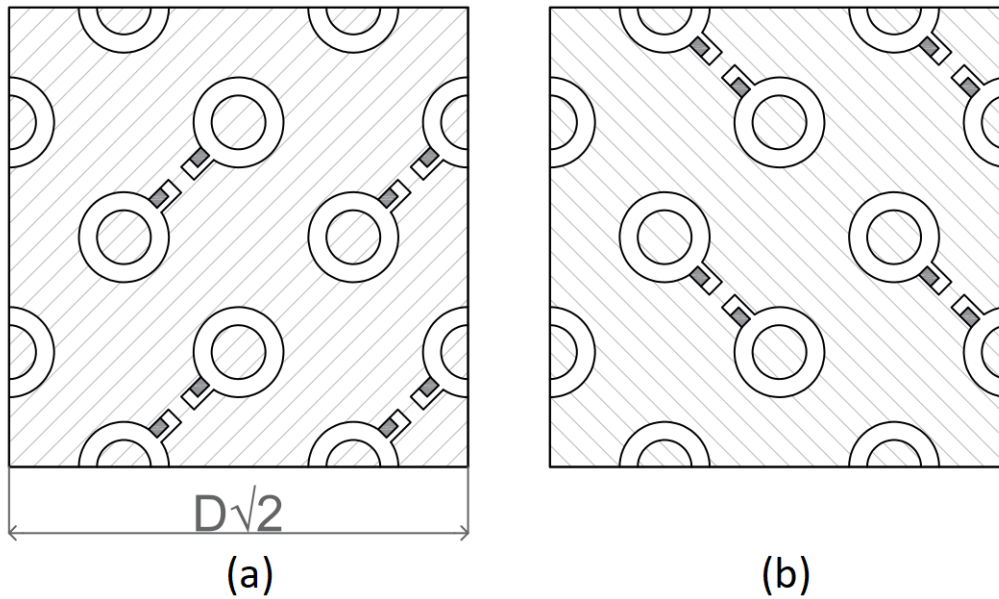


Figura 4:43: Celda unitaria de la SSPC a 45° .

La respuesta en frecuencia de los coeficientes de transmisión para la onda circular izquierda y para la onda circular derecha se presenta en la figura 4:44. Queda demostrado que al rotar la posición de la celda unitaria en 45° , la superficie vuelve a ser selectiva de polarización circular. La onda derecha es completamente reflejada mientras que la onda izquierda se transmite con pérdidas de -0.5 [dB].

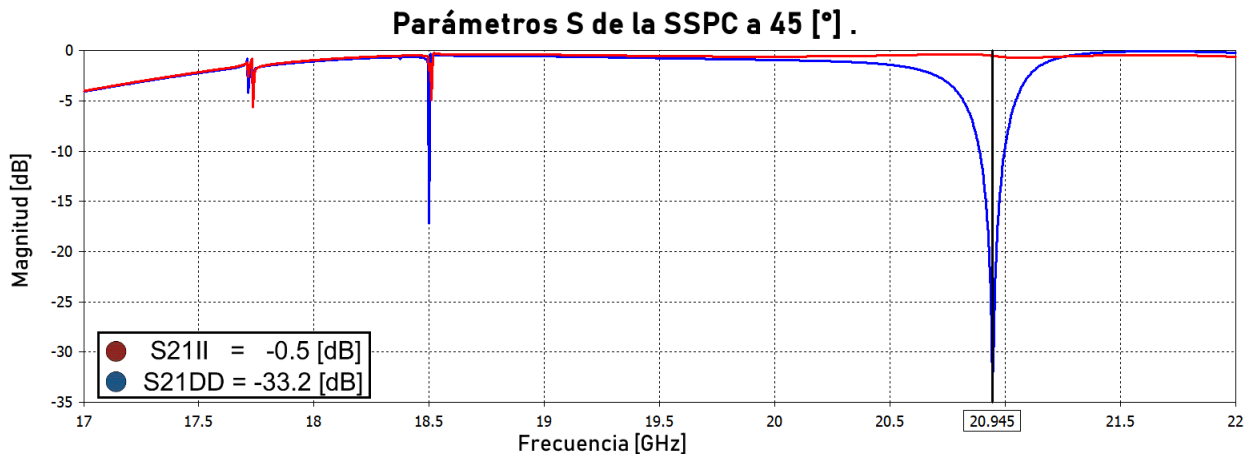


Figura 4:44: Parámetros de transmisión de la celda unitaria de la SSPC a 45° .

El siguiente paso en el estudio del efecto de la rotación de la celda unitaria de la superficie selectiva de polarización circular es verificar que la estructura cumpla con el principio de Fox. Para cumplir con dicho objetivo se comparó la diferencia de fase de reflexión para la onda de polarización circular derecha entre la celda unitaria original y la celda unitaria a 45° .

Los resultados del proceso de simulación se presentan en la figura 4:45, la fase reflexión de la onda circular derecha al incidir sobre la celda unitaria en su posición original es de 36.1° . Al rotar la celda unitaria a 45° , la fase de la onda reflejada derecha es de 121.9° ; el cambio de fase de reflexión es de 85.8° ; por lo tanto, se verifica que el comportamiento de la estructura es congruente con el principio de Fox.

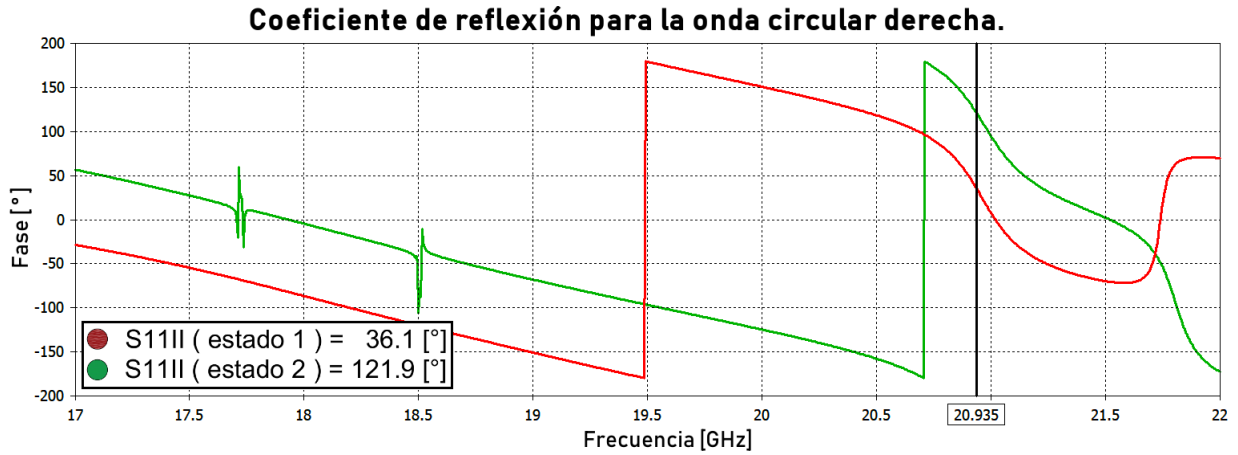


Figura 4:45: Fase de reflexión de la onda circular derecha.

Para complementar el estudio de la celda unitaria de la SSPC a 45° , se estudió el efecto de colocar los stubs a 0 y 180° . De esta forma, se podrá verificar si la estructura es una superficie selectiva de polarización circular. La celda unitaria empleada para dicho análisis se presenta en la figura 4:46.

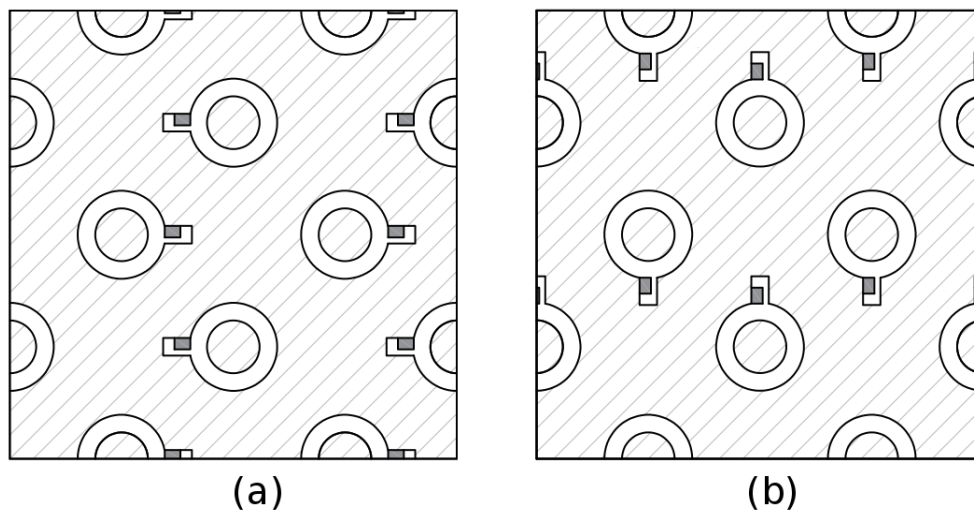


Figura 4:46: Celda unitaria de la SSPC a 45° con stubs a 0 y 180° .

Al analizar los resultados (figura 4:47) se observa que se presenta un fenómeno similar al estudiado en la sección 4.1.2, debido a que la superficie no selecciona ondas de polarización

circular, ya que la magnitud de los parámetros para ambas ondas es la misma. De esta forma, se puede concluir que con la distribución triangular tampoco es posible implementar un arreglo reflectivo que nos permita modificar la dirección de la onda reflejada en pasos de 90° , solamente es posible modificar la fase en pasos de 180° .

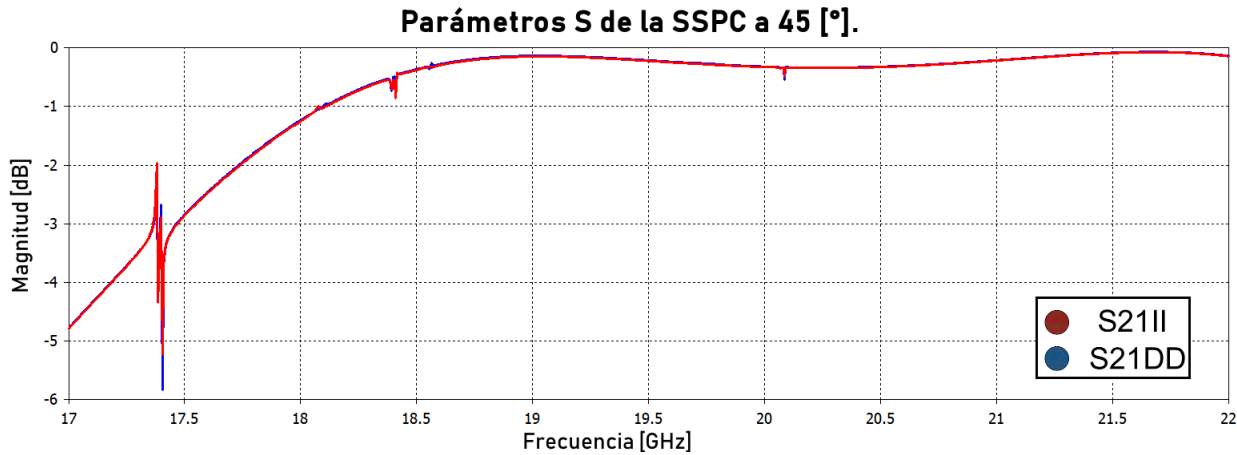


Figura 4:47: Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para polarización circular.

Se observa que si bien la superficie selectiva de polarización circular diseñada permite controlar la fase de la onda reflejada en pasos de 90° , al girar mecánicamente la estructura; sin embargo, la implementación de una estructura que se pueda conmutar totalmente de forma electrónica aún no es tangible.

4.5. Tolerancia al cambio de ángulo de incidencia.

Uno de los retos más importantes en el desarrollo de arreglos reflectivos ha sido proponer elementos con la capacidad de proporcionar un desplazamiento de fase total, es decir entre 0 y 360° ; para la onda reflejada. Se han propuesto diferentes tipos de elementos como stubs de longitud variable, parches de diferente tamaño y arreglos de elementos con diferentes ángulos de rotación.

Se ha demostrado que al aumentar el ángulo de reflexión existe un incremento significativo en el nivel de polarización cruzada. El estudio teórico desarrollado en [3], identifica diferentes factores que afectan el desempeño de los arreglos reflectivos para ángulos de incidencia y reflexión altos.

En los últimos años se han presentado desarrollos basados en estructuras como dipolos parásitos (alcanzando un valor máximo de 60°) [4] o arreglos basados en fractales de Minkowski (alcanzando un valor máximo de 50°) [5]. Investigaciones teóricas han demostrado que los anillos resonantes permiten trabajar en mayores anchos de banda y mayores rangos de escaneo [6]. En [7] se presenta un arreglo reflectivo tipo espirafase basado en ranuras anu-

lares, los resultados experimentales de [7] demuestran que dicha estructura puede alcanzar rangos de escaneo de hasta 60° con niveles de polarización cruzada menores a -19 [dB].

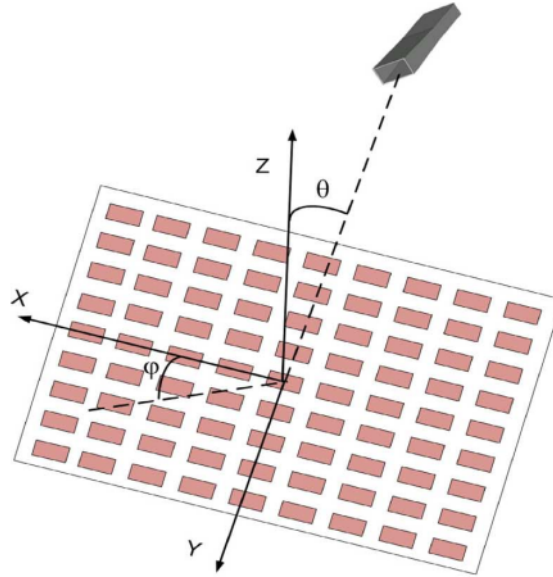


Figura 4:48: Incidencia oblicua [3].

Es una práctica común evaluar el desempeño de las estructuras periódicas cuando varían las condiciones de la onda incidente, es decir, variar tanto el ángulo de elevación (θ) y el ángulo de azimut (φ). En la figura 4:48 se muestra una representación gráfica de los ángulos de elevación y de azimut.

En primer lugar se evaluó el desempeño de la estructura de la superficie de polarización circular cambiando el ángulo de elevación a 10 y 20° (figuras 4:49 y 4:50, respectivamente).

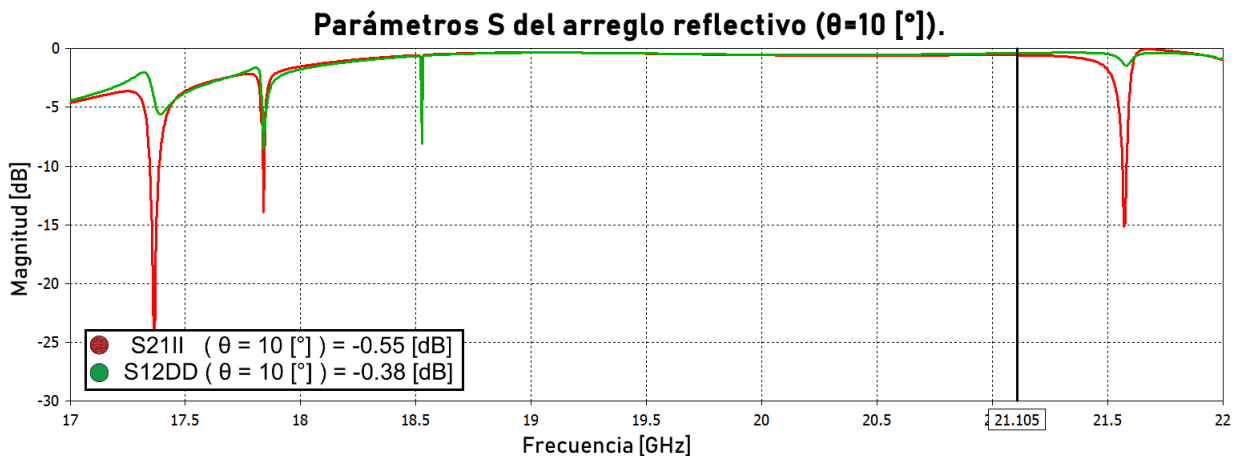


Figura 4:49: Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para una onda incidente a $\theta = 10^\circ$.

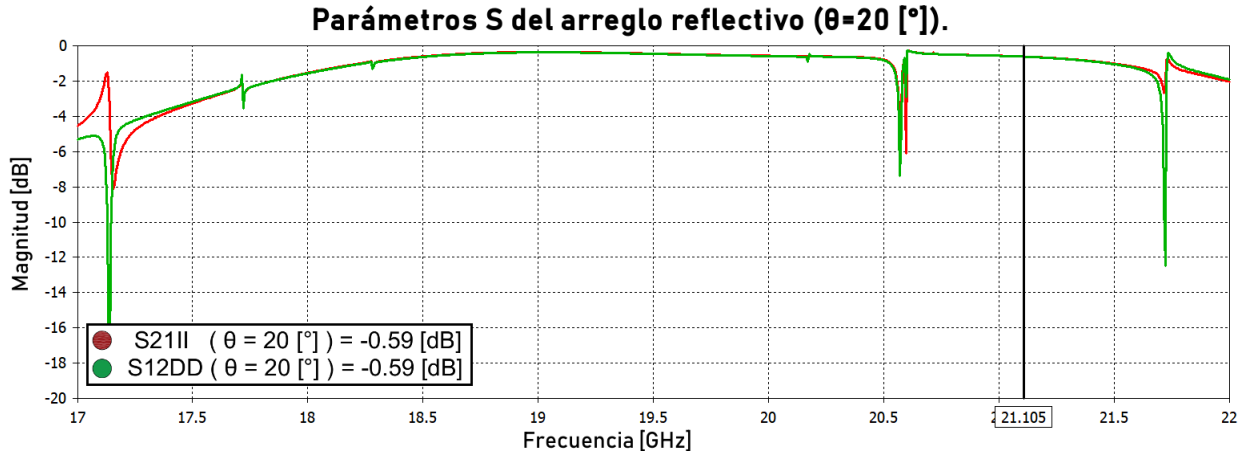


Figura 4:50: Respuesta en frecuencia de los parámetros de transmisión para una onda incidente a $\theta = 20^\circ$.

Los resultados obtenidos muestran que la superficie selectiva de polarización circular solamente se desempeña de forma óptima cuando las ondas circulares inciden normalmente. El cambio en el funcionamiento puede ser atribuido a la interacción con los modos de alto orden, debido a que el periodo de la celda unitaria es mayor que la longitud de onda en la frecuencia de operación.

4.6. Conclusiones del capítulo.

- I. Se realizó el proceso de integración de los diodos p-i-n en la superficie selectiva de polarización circular diseñada en el capítulo 3. Para realizar la simulación de la estructura los diodos p-i-n fueron representados por medio de su circuito equivalente. Al polarizar un diodo en inversa su circuito equivalente está formado por una resistencia y una capacitancia de muy bajo valor conectadas en paralelo, por lo que, en altas frecuencias equivale a un circuito abierto.

El circuito equivalente de un diodo polarizado en directa es una resistencia de bajo valor nominal, por lo tanto, el diodo actúa como un corto circuito. Debido a que los diodos tienen pérdidas asociadas en altas frecuencias, la diferencia entre las magnitudes de los coeficientes de transmisión para las ondas circulares disminuye, sin embargo la estructura sigue presentando el comportamiento de superficie selectiva de polarización circular.

- II. Se propuso diseñar una superficie selectiva de polarización circular con ocho estados de conmutación. El primer paso en el diseño de la nueva estructura propuesta consistió en estudiar una estructura con un stub a 45° por elemento. Los resultados obtenidos en dicha simulación indican que una superficie con esas características no permite seleccionar ondas de polarización circular. Adicionalmente, se realizó un proceso de

optimización por medio de barridos paramétricos; a pesar de que los resultados obtenidos fueron más cercanos al comportamiento de una superficie selectiva de polarización circular, se concluyó que la estructura con ocho stubs por elemento no es realizable.

- III. Se simuló una superficie selectiva de polarización reconfigurable con cuatro stubs por elemento. La superficie opera 21.09 [GHz] y tiene cuatro estados de conmutación. De acuerdo a los resultados de la simulación, en los estados 1 y 2, la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular derecha; por otro lado, en los estados 3 y 4, la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular izquierda. La superficie diseñada permite cambiar la fase de la onda reflejada correspondiente 0 [°] y 180 [°].
- IV. Se diseñó una superficie reflectiva para controlar la fase de ondas de polarización circular. La geometría de la celda unitaria elegida fue la ranura anular con postes metálicos. Las dimensiones geométricas de la estructura se sintonizaron para la frecuencia central de operación de la superficie reflectiva fuera de 20.9 [GHz].

La distancia entre las capas de la superficie reflectiva se eligió de tal forma que la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión de las componentes lineales de la onda incidente fuera de 180 [°], con el objetivo de suprimir la onda reflejada no controlada.

La estructura diseñada cumple con el principio de Fox ya que para un cambio en la posición angular de los postes metálicos de 10 [°], la fase de la onda reflejada de polarización circular cambia 20 [°]. El error de cambio de fase es de $\Delta\varphi = \pm 1.07$ [°].

- V. La estructura completa del arreglo reflectivo para polarización dual circular se compone de cuatro capas: dos de la superficie selectiva de polarización circular y dos de la superficie reflectiva que controla la fase de la onda transmitida. Existen cuatro posibles estados de conmutación, en los dos primeros la superficie selectiva de polarización circular es derecha y en los últimos la superficie refleja las ondas de polarización circular izquierda.

Se encontró que el incluir elementos concentrados en las simulaciones generaba inestabilidad en el proceso de cálculo, ya que para obtener resultados más precisos es necesario aumentar la cantidad de tetrahedrones del mallado, pero esto aumenta significativamente el tiempo de cálculo. Se sustituyeron los diodos p-i-n por parches metálicos para simular el efecto capacitivo cuando el diodo está abierto.

- VI. Se simularon los dos primeros estados de conmutación del arreglo reflectivo. La fase de la onda circular izquierda es controlada por la posición de los postes metálicos mientras que la fase de reflexión de la onda derecha es controlada por la posición de los capacitores. Se demostró que la superficie reflectiva diseñada cumple con el principio

de Fox, ya que al cambiar la posición de los postes metálicos en γ [°], la fase de la onda reflejada cambia en 2γ [°]. El error de cambio de fase es de aproximadamente ± 7 [°].

- VII. Se demostró que se puede controlar de forma independiente la fase de reflexión de la onda derecha y de la onda izquierda. Al cambiar la posición de los postes metálicos la fase de la onda reflejada derecha no cambia, y, al cambiar la posición de los capacitores la fase de la onda reflejada izquierda no se modifica. El cambio de fase entre los dos primeros estados es de 180 [°], al cambiar la posición de los capacitores en 90 [°].
- VIII. De acuerdo a lo estudiado en el capítulo 3, se concluye que los estados 3 y 4 también presentarán un comportamiento óptimo, en ese caso, la onda reflejada por las primeras dos capas será la circular izquierda. La fase de la onda derecha será controlada por la superficie reflectiva.
- IX. Se estudió el comportamiento de la celda unitaria después de rotarla 45 [°]. Se encontró que al modificar la posición de toda la celda unitaria se puede cambiar la fase de las ondas reflejadas por la superficie selectiva de polarización circular en pasos de 90 [°]; sin embargo, aún no es tangible el desarrollo de un arreglo reflectivo de polarización circular conmutable de forma totalmente electrónica.
- X. Se evaluó el comportamiento de la superficie selectiva de polarización circular al modificar el ángulo de incidencia, los resultados obtenidos muestran que la estructura únicamente trabaja de forma óptima cuando las ondas circulares inciden normalmente. Al incrementar el periodo de la celda unitaria, se propagan más modos de alto orden, por lo que la transferencia de potencia en la estructura se modifica, lo que evita que se cumplan las condiciones necesarias para que exista selección de ondas circulares.

Referencias del capítulo.

- [1] *Hoja de especificaciones del diodo HPND-4005*. Avago Technologies, 2006.
- [2] A. Fox, “An adjustable wave-guide phase changer,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1489–1498, 1947.
- [3] K. Karnati, J. Yusuf, S. Ebadi, y X. Gong, “Q factor analysis of reflectarray elements investigating the effects from angle of incidence using floquet modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5017–5028, 2014.
- [4] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, y S. Uebayashi, “Novel broadband planar reflectarray with parasitic dipoles for wireless communication applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 881–885, 2009.
- [5] S. Costanzo y F. Venneri, “Fractal reflectarray for wide-angle fixed-beam applications,” pp. 1619–1620, 2014.
- [6] A. E. Martynyuk y J. I. M. Lopez, “Reflective antenna arrays based on shorted ring slots,” vol. 2, pp. 1379–1382, 2001.
- [7] J. Silva-Montero, J. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, y A. Martynyuk, “Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342–4351, 2015.

Conclusiones generales

En este trabajo se presenta la investigación de un arreglo reflectivo para polarización dual circular, que permite controlar de manera independiente la fase de reflexión de dos ondas que inciden de forma consecutiva: una onda circular derecha y una onda circular izquierda.

A continuación, se presentan las conclusiones derivadas en el desarrollo de esta investigación sobre los arreglos reflectivos para polarización dual circular.

1. En los sistemas de comunicaciones modernos, se ha extendido el uso de ondas con polarización circular, debido a que poseen mejores características de propagación que las ondas con polarización lineal bajo las mismas condiciones de línea de vista, además al ser usadas en la transmisión y recepción se minimiza el efecto del desvanecimiento por multitrayectoria. Por otro lado, cuando se emplean en comunicaciones satelitales, se ha demostrado que este tipo de polarización es menos susceptible al efecto de la rotación de Faraday. Otra característica a destacar de este tipo de polarización es que permite aprovechar de forma óptima el espectro radioeléctrico mediante el reuso de frecuencias.
2. Se identificó como un área de oportunidad e innovación el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual circular planares; de tal forma que exista control independiente de la fase de reflexión para las dos ondas circulares. Hasta el momento el desarrollo de arreglos reflectivos para polarización dual circular ha sido escaso. Los prototipos presentados en años recientes no son capaces de reconfigurar la fase de las dos ondas incidentes, debido a que su estructura es tridimensional, lo que restringe la posibilidad de integrar dispositivos activos en modo de conmutación.

Además se propuso combinar los conceptos de arreglo reflectivo para polarización dual circular y de arreglo tipo espirafase; buscando poder controlar las fases de reflexión de las ondas incidentes al simular el giro mecánico de la estructura.

El diodo p-i-n es el elemento conmutador más utilizado en los arreglos reflectivos reconfigurables, debido a que su impedancia depende del voltaje de polarización. La diferencia entre sus impedancias en el estado abierto y cerrado provoca que el diodo p-i-n tenga un alto factor de conmutación.

3. Debido a que los arreglos reflectivos planares compuestos por cientos o miles de elementos pueden ser fabricados mediante procesos fotolitográficos, además de la facilidad para integrar diodos p-i-n y sus redes de alimentación, se propuso desarrollar un arreglo

reflectivo para polarización dual circular basado en ranuras anulares. La inclusión de diodos p-i-n en el arreglo ayuda a que la estructura sea capaz de reconfigurar la fase de reflexión para ambas ondas de polarización circular.

4. Se desarrolló un arreglo para polarización dual circular basado en antenas helicoidales y una superficie reflectiva basada en ranuras anulares con cortos metálicos. Se simuló la celda unitaria variando la posición angular de las antenas y de los cortos metálicos en un intervalo entre 0 y 170 [°] en pasos de 10 [°], para controlar la dirección de reflexión de las dos ondas incidentes de polarización circular.

La fase de la onda reflejada de polarización circular izquierda es controlada mediante el giro de la primera antena helicoidal y su error de cambio de fase es de $\Delta\varphi = \pm 0.4$ [°]. La fase de la onda reflejada derecha es controlada mediante el cambio de posición angular de los postes metálicos de la superficie reflectiva y su error de cambio de fase es de ± 9 [°]. La estructura diseñada es consistente con el principio de Fox. La simulación del arreglo demostró que existe independencia en el control de la fase de reflexión para ambas ondas circulares.

5. Se estudió el concepto de superficie selectiva de polarización circular y se encontró que para implementar un arreglo para polarización dual circular se requiere de al menos dos capas, ya que es necesario separar las dos ondas incidentes con el objetivo de controlar su fase de forma independiente.

Se diseñó, simuló y sintonizó la celda unitaria de una superficie selectiva de polarización circular basada en anillos ranurados con un stub y un capacitor por elemento. Para una frecuencia $f = 20.9$ [GHz], la magnitud del coeficiente de transmisión para la onda de polarización circular izquierda es de -0.74 [dB] y para la onda de polarización circular derecha es de -54.2 [dB], por lo tanto la estructura diseñada es una superficie selectiva de polarización circular derecha.

Se utilizaron los conceptos de diagrama de flujo de señales y la regla de Mason para encontrar las funciones de transferencia que modelan la reflexión y transmisión de las ondas circulares. Se concluyó que la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular debido a la interacción entre las ondas circulares por medio de los modos de propagación de alto orden.

6. Con la ayuda del teorema de Floquet para estructuras periódicas se encontró la distribución del campo eléctrico asociado a los modos de alto orden; las zonas donde el campo de dichos modos es máximo se presentan en las zonas donde se ubican los stubs integrados en cada anillo.
7. Se evaluó la integración de diodos p-i-n en un la superficie selectiva de polarización circular con ocho stubs por elemento. Se simuló y optimizó una celda unitaria considerando únicamente los stubs colocados a 45 y 135 [°], sin embargo los resultados

obtenidos muestran que en esa configuración la superficie no selecciona ondas de polarización circular, ya que no existe interacción entre las ondas circulares y los modos de propagación de alto orden.

Se simuló una superficie selectiva de polarización reconfigurable con cuatro stubs por elemento. La superficie opera a 21.09 [GHz] y tiene cuatro estados de conmutación. De acuerdo a los resultados de la simulación, en los estados 1 y 2, la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular derecha; por otro lado, en los estados 3 y 4, la estructura funciona como superficie selectiva de polarización circular izquierda. La superficie diseñada permite cambiar la fase de la onda reflejada correspondiente en pasos de 180 [°].

8. Se diseñó una superficie reflectiva para controlar la fase de ondas de polarización circular. La geometría de la celda unitaria elegida fue la ranura anular con postes metálicos. Las dimensiones geométricas de la estructura se sintonizaron para la frecuencia central de operación de la superficie reflectiva fuera de 20.9 [GHz].

La estructura diseñada cumple con el principio de Fox ya que para un cambio en la posición angular de los postes metálicos de 10 [°], la fase de la onda reflejada de polarización circular cambia 20 [°]. El error de cambio de fase es de $\Delta\varphi = \pm 1.07$ [°].

9. La estructura completa del arreglo reflectivo para polarización dual circular se compone de cuatro capas: dos de la superficie selectiva de polarización circular y dos de la superficie reflectiva que controla la fase de la onda transmitida. Existen cuatro posibles estados de conmutación, en los dos primeros la superficie selectiva de polarización circular es derecha y en los últimos la superficie refleja las ondas de polarización circular izquierda.
10. Se simularon los dos primeros estados de conmutación del arreglo reflectivo. Debido a que la superficie selectiva de polarización circular es derecha, la fase de reflexión de dicha onda es controlada por la posición de los stubs con capacitores. La fase de reflexión de la onda circular izquierda es controlada mediante la ubicación de los postes metálicos de la superficie reflectiva. El error de cambio de fase es de $\Delta\varphi = \pm 7$ [°].

Se demostró que se puede controlar de forma independiente la fase de reflexión de la onda circular derecha y de la onda circular izquierda, ya que al cambiar la posición de los postes metálicos la fase de la onda reflejada derecha no cambia, y, al cambiar la posición de los capacitores la fase de la onda reflejada izquierda no se modifica. El cambio de fase entre los dos primeros estados es de 180 [°], al cambiar la posición de los capacitores en 90 [°].

11. Finalmente, se evaluó el comportamiento de la superficie selectiva de polarización circular al modificar el ángulo de incidencia de las ondas circulares, los resultados obtenidos muestran que la estructura únicamente trabaja de forma óptima cuando las

ondas circulares inciden normalmente. Al incrementar el periodo de la celda unitaria, se propagan más modos de alto orden, por lo que la transferencia de potencia en la estructura se modifica, lo que evita que se cumplan las condiciones necesarias para que exista selección de ondas circulares.

Trabajo a futuro.

En este trabajo se realizó una primera aproximación al desarrollo de un arreglo reflectivo planar para polarización dual circular con la capacidad de reconfigurar la fase de las dos ondas de polarización circular de forma independiente, sin embargo, la estructura diseñada tiene un ancho de banda estrecho. Otra de las limitaciones del arreglo diseñado es que solamente se puede cambiar la fase de las ondas reflejadas por la superficie selectiva de polarización circular en pasos de 180 [°].

La extensión de la investigación desarrollada en este trabajo puede centrarse en combatir las limitaciones del arreglo presentado, buscando extender su ancho de banda de operación y en la búsqueda del desarrollo de estructuras que sean tolerantes al cambio de ángulo de incidencia de las ondas circulares. Otro punto de interés para desarrollar en el futuro es lograr que la superficie selectiva de polarización circular permita cambiar la fase de la onda reflejada en pasos de 90 [°] mediante el giro electrónico de la estructura. Otra posible extensión de este trabajo podría consistir en aplicar la metodología de diseño desarrollada en otras bandas de frecuencias como la U .